

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DE UM CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE OPERANDO
COM FREQUÊNCIA CONSTANTE

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA.

WILSON CORREIA PINTO DE ARAGÃO FILHO

FLORIANÓPOLIS

DEZEMBRO/1988

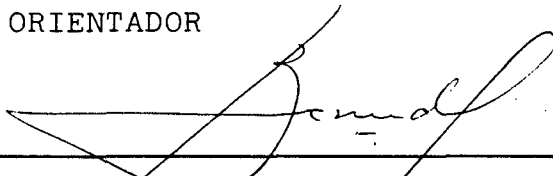
ESTUDO DE UM CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE OPERANDO
COM FREQUÊNCIA CONSTANTE

WILSON CORREIA PINTO DE ARAGÃO FILHO

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA
EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
ORIENTADOR

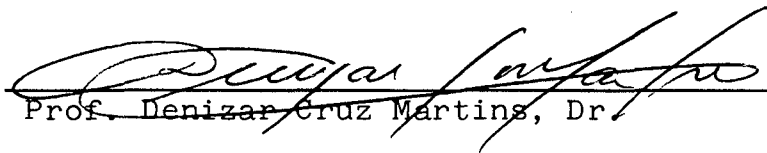


Prof. José Carlos Moreira Bermudez, Ph. D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em En
genharia Elétrica

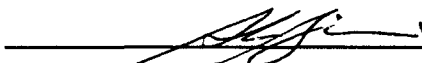
BANCA EXAMINADORA



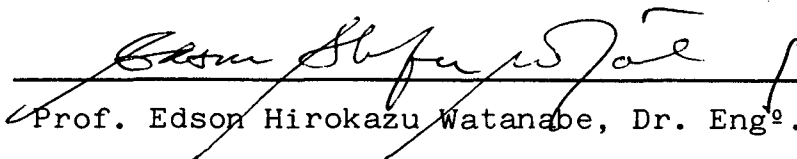
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Antonio Luiz Aguiar, Dr. Ing.



Prof. Edson Hirokazu Watanabe, Dr. Eng^o.

A minha mulher, Tânia, e ao meu primogênito André.

A meus pais, Wilson e Yêdda.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por todas as suas bênçãos;

Ao meu orientador e amigo, Professor Ivo Barbi, por toda sua sincera, competente e interessada orientação deste trabalho;

Aos membros da banca examinadora, que muito contribuíram com seus comentários formulados durante a defesa desta Dissertação;

Aos professores do nivelamento e do período de créditos;

Aos colegas professores do DEL/CTUFES, que deram sua cota de sacrifício;

Ao João Batista pelas suas contribuições e ao Prof. Arnaldo pela amizade e disponibilidade;

Aos colegas mestrandos, doutorandos e servidores do LAMEP que, de uma forma ou de outra, deram sua preciosa colaboração;

A Rosângela Márcia, pela simpática prontidão em servir;

A D. Adeusolina, pela inestimável colaboração nos cuidados do nosso André;

Ao competente e dedicado datilógrafo João Inácio Müller.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	viii
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO I - CONVERSORES RESSONANTES	
1.1. Introdução	3
1.2. Inversor Ressonante Operando Abaixo da Ressonância..	4
1.2.1. Descrição do Funcionamento	5
1.2.2. Plano-de-Fase do Inversor	7
1.2.3. Formas de Onda	8
1.3. Inversor Ressonante Operando Acima da Ressonância ..	10
1.3.1. Descrição do Funcionamento	10
1.3.2. Plano-de-Fase do Inversor	12
1.3.3. Formas de Onda	13
1.3.4. Controle do Fluxo de Potência	14
1.3.5. Relação Entre as Frequências	15
1.4. Tiristor e Tiristor-Dual	16
1.5. Conversor Série Ressonante a Tiristor-Dual	17
1.5.1. Descrição do Funcionamento	18
1.5.2. Formas de Onda e Plano-de-Fase	18
1.5.3. Característica Externa do Conversor	19
1.6. Conversor Série Ressonante a Tiristor	20
1.6.1. Descrição do Funcionamento	21
1.6.2. Formas de Onda e Plano-de-Fase	21
1.6.3. Característica Externa do Conversor	22
1.7. Conclusões	22

CAPÍTULO II - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CSR OPERANDO COM FREQUÊNCIA CONSTANTE

2.1. Introdução	24
2.2. Princípio de Funcionamento	25
2.3. A Comutação Natural	26
2.4. Modo de Operação em Condução Contínua	28
2.4.1. Descrição do Funcionamento	28
2.4.2. Formas de Onda	33
2.5. Modo de Operação em Condução Descontínua	34
2.5.1. Descrição do Funcionamento	34
2.5.2. Formas de Onda	34
2.6. Conclusões	35

CAPÍTULO III - ESTUDO ANALÍTICO DO CSR OPERANDO COM FREQUÊN- CIA CONSTANTE

3.1. Introdução	37
3.2. Plano-de-Fase do Conversor	37
3.3. Dedução das Equações do Conversor	39
3.3.1. Funcionamento no Modo Contínuo	39
3.3.2. Funcionamento no Modo Descontínuo	59
3.3.3. Análise da Operação no Modo Descontínuo	62
3.3.4. Característica Externa Teórica	65
3.3.5. Corrente Média na Carga	66
3.3.6. Fator de Qualidade do Conversor	69
3.4. Comportamento do Conversor para Diferentes "q"	71
3.5. Análise da Comutação	73
3.6. Conclusões	80

CAPÍTULO IV - GERAÇÃO DE ÁBACOS PARA O PROJETO DO CSR

4.1. Introdução	81
-----------------------	----

4.2. Algoritmo para Geração dos Ábacos	82
4.3. Ábacos Obtidos	82
4.4. Interpretação dos Ábacos	88
4.5. Conclusões	88
CAPÍTULO V - METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO	
5.1. Introdução	90
5.2. Especificações Iniciais	90
5.3. Componentes Passivos	91
5.3.1. Dimensionamento do Circuito Ressonante	92
5.3.2. Cálculo do Circuito Ressonante	93
5.3.3. Indutor e Capacitor de Comutação	95
5.3.4. Cálculo do Capacitor de Filtragem	97
5.4. Componentes Ativos	100
5.4.1. Transistores de Potência	100
5.4.2. Diodos em Anti-Paralelo	101
5.4.3. Diodos Retificadores	104
5.5. Rendimento do Conversor	106
5.6. Conclusões	107
CAPÍTULO VI - SIMULAÇÃO DO CSR PROJETADO	
6.1. Introdução	109
6.2. Simulação com Carga Ideal	109
6.2.1. Simulação com L e C de Comutação	110
6.2.2. Simulação sem L e C de Comutação	112
6.3. Simulação com Carga Real	113
6.3.1. Formas de Onda Obtidas	114
6.3.2. Regime Permanente - Modo Contínuo	115
6.3.3. Regime Transitório - Modo Contínuo	116
6.3.4. Regime Permanente - Modo Descontínuo	118
6.4. Simulação com Valores Reais	119

6.5. Conclusões	122
CAPÍTULO VII - CIRCUITOS DE COMANDO DOS INTERRUPTORES	
7.1. Introdução	124
7.2. Regulador PWM 3524	125
7.3. Circuito Gerador dos Sinais de Comando	127
7.4. Comando de Gate	130
7.5. Conclusões	132
CAPÍTULO VIII - ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONVERSOR SÉRIE RES- SONANTE	
8.1. Introdução	133
8.2. Descrição da Montagem	134
8.2.1. Circuito Amortecedor	135
8.2.2. Capacitores de Desacoplamento	135
8.2.3. Diodo em Anti-Série com Zener	135
8.2.4. Circuito de Proteção Contra Sobre-Corrente ...	136
8.3. Resultados Experimentais Obtidos	137
8.3.1. Modo de Operação em Condução Contínua	137
8.3.2. Modo de Operação em Condução Descontínua	140
8.3.3. A Comutação nos Braços Inversores	142
8.3.4. Característica Externa	147
8.3.5. Tensão de Pico do Capacitor Ressonante	148
8.4. Conclusões	149
CONCLUSÃO GERAL	151
APÊNDICE A	154
APÊNDICE B	157
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	160

SIMBOLOGIA

C	- Capacitor do circuito ressonante LC
C_d	- Capacitor de desacoplamento
$C_{1,2}$	- Capacitores de ajuda à comutação
C_F	- Capacitor de filtragem
$D_{1,2,3,4}$	- Diodos em anti-paralelo com o transistor ou tiristor
$D_{5,6,7,8}$	- Diodos da ponte retificadora
D_Z	- Diodo zener
E	- Tensão CC da fonte de alimentação na entrada do conversor ($E = V_i$)
f	- Frequência de chaveamento (ou de operação)
f_o	- Frequência de ressonância do circuito LC
I_o	- Corrente média na carga
I_{PT}	- Corrente de pico em transistor (ou tiristor)
I_{PD}	- Corrente de pico no diodo anti-paralelo
I_{Tmed}	- Corrente média no transistor (ou tiristor)
I_{TDmed}	- Corrente média no tiristor-dual
I_{Dmed}	- Corrente média no diodo anti-paralelo
I_{DRmed}	- Corrente média no diodo retificador
I_{Tef}	- Corrente eficaz no transistor (ou tiristor)
I_{TDef}	- Corrente eficaz no tiristor-dual
I_{Def}	- Corrente eficaz no diodo anti-paralelo
I_{DRef}	- Corrente eficaz no diodo retificador
I_{Lef}	- Corrente eficaz no circuito ressonante
I_{Cef}	- Corrente eficaz no capacitor de filtragem
I_{imed}	- Corrente média na fonte de entrada
I_{RM}	- Corrente reversa máxima em um diodo
I_{RSE}	- Corrente através da resistência série equivalente de C_F

I_P	- Valor de pico da corrente ressonante retificada
I_{FRMS}	- Corrente eficaz direta do diodo (dado do fabricante)
I_{FAV}	- Corrente média direta do diodo (dado do fabricante)
i_{ca}	- Componente alternada fundamental instantânea da corrente ressonante retificada
L	- Indutor do circuito ressonante LC
$\ell_{1,2}$	- Indutor de ajuda à comutação ("snubber")
N	- Número de espiras de indutor
NOR	- Porta lógica Não-Ou
P_{in}	- Potência de entrada
P_{out}	- Potência de saída (na carga)
P_T	- Potência dissipada no transistor (ou tiristor)
P_D	- Potência dissipada no diodo principal
P_{DR}	- Potência dissipada no diodo retificador
P_{com}	- Potência dissipada na comutação do semicondutor
P_{cond}	- Potência dissipada na condução do semicondutor
PWM	- Modulação por largura de pulso ("Pulse Width Modulation")
Q	- Fator de qualidade do conversor ($Q = \sqrt{L/C}/R_L$)
Q_{rr}	- Quantidade de carga armazenada na capacitância equivalente de diodo em condução
q	- Ganho estático do conversor ($q = V_o/V_i$)
RSE	- Resistência série equivalente do capacitor de filtragem
R_{da}	- Resistência térmica dissipador-ambiente
R_{ja}	- Resistência térmica junção-ambiente
R_{jc}	- Resistência térmica junção-cápsula
R_P	- Resistor de partida
R_a	- Resistência amortecedora
R_F	- Resistência de condução do diodo (dado do fabricante)

R_{th}	- Resistência térmica (dado do fabricante)
$R_{DS(on)}$	- Resistência de condução do transistor Mosfet (dado fabricante)
R	- Relutância magnética de circuito magnético
$T_{1,3}$	- Transistor ou tiristor
$T_{2,4}$	- Transistor ou tiristor-dual
T_j	- Temperatura da junção de semicondutor
T_a	- Temperatura ambiente
t_b	- Tempo de decrescimento da corrente reversa do diodo
t_{rr}	- Tempo associado à descarga da carga Q_{rr}
t_{off}	- Tempo de bloqueio de transistor Mosfet
t_{on}	- Tempo de entrada em condução de transistor Mosfet
V_{AB}	- Tensão entre os pontos médios A e B da estrutura do CSR
V_{CR}	- Tensão sobre o circuito ressonante LC
V_C	- Tensão sobre o capacitor ressonante
V_{CFnom}	- Tensão nominal do capacitor de filtragem
V_O	- Tensão média sobre a carga
V_{DRM}	- Tensão reversa máxima do diodo (dado do fabricante)
V_F	- Tensão direta do diodo em condução
V_{GS}	- Tensão entre o gate e a fonte ("gate-source")
V_{Tnom}	- Tensão nominal do transistor
V_{RM}	- Tensão reversa máxima sobre o diodo
v_{ca}	- Componente alternada fundamental instantânea de V_O
$v_c(t)$	- Tensão instantânea sobre o capacitor ressonante
ω	- Frequência angular de operação
ω_O	- Frequência angular de ressonância
X_C	- Reatância capacitiva

X_L	- Reatância indutiva
γ	- Ângulo de controle interno do CSR
Δi_{ca}	- Valor pico-a-pico de i_{ca}
Δv_{ca}	- Valor pico-a-pico de v_{ca}
η	- Rendimento do conversor
θ	- Ângulo de controle do CSR
λ	- Fluxo magnético concatenado
μ_0	- Permeabilidade magnética do vácuo (ou do ar)
ϕ	- Fluxo magnético

RESUMO

Este trabalho trata do estudo do conversor série ressonante CC-CC (CSR) operando com frequência constante. É evidenciado que a comutação dos interruptores ocorre de forma natural, ou não-dissipativa, sob corrente nula num dos braços inversores, e sob tensão nula no outro.

No conversor estudado o controle do fluxo de potência entre a fonte e a carga é feito por largura de pulso, como em um conversor PWM, contrariamente ao que ocorre nos conversores série ressonantes tradicionais, com modulação de frequência.

Análises qualitativa e quantitativa são realizadas, com abordagem pelo método do plano-de-fase, e dois modos de operação são identificados: em condução contínua e descontínua.

Faz-se, também, um estudo por simulação computacional e um protótipo de laboratório, com MOSFET, 240W - 100 kHz, sem transformador de isolamento, é implementado para verificação dos resultados.

ABSTRACT

This work deals with the study of the DC-DC Series Resonant Converter (SRC) operating at constant frequency. The natural, or non-dissipative, commutation of the power switches, which takes place under zero current, in one inverter leg, and under zero voltage, in the other one, is presented.

In the studied converter the power flow to the load is controlled by a pulse width modulation, like PWM converters, in an opposite way to what happens in traditional, frequency modulated series resonant converters.

By the use of the state-plane method the operational and mathematical analyses are made and two operating modes are identified: in continuous and discontinuous resonant current conduction.

A microcomputer simulation of the converter is also performed and a Mosfet breadboard of 240 W - 100 kHz, without isolation transformer, is built to verify the analytical results.

INTRODUÇÃO

Ultimamente as estruturas de conversores estáticos ressonantes têm sido objeto de estudos aprofundados e diversificados, em função de sua potencialidade em oferecer baixo peso, alto rendimento, altas potências e funcionamento em altas frequências. Incluem-se aqui, as estruturas quase-ressonantes, mas para potências mais baixas.

Esses conversores estáticos ressonantes e quase-ressonantes têm como característica fundamental a comutação não-dissipativa, o que lhes permite operar com frequências bem elevadas. Como consequência obtém-se a diminuição de tamanho dos componentes passivos utilizados.

Algumas vantagens notórias são o baixo nível de interferência por rádio-frequência ou eletromagnética e a possibilidade do aproveitamento de indutâncias e capacitâncias parasitas.

Os conversores ressonantes, em particular, podem ser do tipo série (CSR) ou do tipo paralelo (CPR), sendo que o CSR é o mais difundido e foi introduzido por Francisc Schwarz¹⁴. A va-

riável de controle da potência transferida à carga, para tais conversores, é geralmente a própria frequência de operação.

Operando-se o CSR com frequência menor que a ressonante a comutação é realizada com corrente nula, e com frequência maior, obtém-se comutação com tensão nula. Diz-se que a comutação é natural ou não-dissipativa.

Quando a carga ou a tensão de entrada variam muito, a otimização do conversor é dificultada pela, também, grande variação da frequência de operação exigida. A superação de tal dificuldade é proposta por Ira Pitel¹³ com a fixação da frequência de operação, obtendo-se o controle da potência por meio do defasamento dos sinais de comando. A frequência de operação é igualada à ressonante e demonstra-se que um dos braços inversores comuta com corrente nula e o outro, com tensão nula.

Diversos modos topológicos de operação foram descritos por Tsai, Materu e Lee¹⁶ para frequências de operação constantes e menores que a ressonante.

Dois modos de operação, em condução contínua e descontínua, foram identificados e uma abordagem analítica e experimental do último modo foi realizada por Vandelac e Ziogas¹⁹.

Neste trabalho, o conversor série ressonante CC-CC funcionando na frequência de ressonância, é analisado nos seus aspectos qualitativos e quantitativos, com o uso do método do plano de fase. Faz-se o projeto, a simulação computacional e um protótipo de laboratório é implementado, sem transformador de isolamento e em malha aberta.

CAPÍTULO I

CONVERSORES RESSONANTES

1.1. INTRODUÇÃO

Os inversores de tensão convencionais, não-ressonantes, estão relacionados à comutação forçada, ou comutação dissipativa. Os interruptores - tiristores ou transistores -, estão, sempre, envolvidos com circuitos de ajuda à comutação, com certo grau de complexidade. A procura da superação de tais problemas levou ao desenvolvimento dos inversores ressonantes.

Com os inversores ressonantes, a comutação forçada dos tiristores pode ser totalmente eliminada e, assim, todo o seu circuito de comutação forçada. Se necessário, um simples circuito de ajuda à comutação - de um único componente - pode ser usado. A comutação natural ou não-dissipativa é, então, alcançada.

Nos itens seguintes será analisada uma estrutura de inversor ressonante, a transistor, operando em frequências abaixo e acima da frequência do seu circuito ressonante.

Um conversor CC-CC, baseado nessa mesma estrutura será,

também, analisado posteriormente.

1.2. INVERSOR RESSONANTE OPERANDO ABAIXO DA RESSONÂNCIA

A estrutura a ser analisada é um inversor em meia-ponte, a transistor de potência, cuja carga está ligada em série com um circuito LC ressonante. A figura 1.1 ilustra tal estrutura.

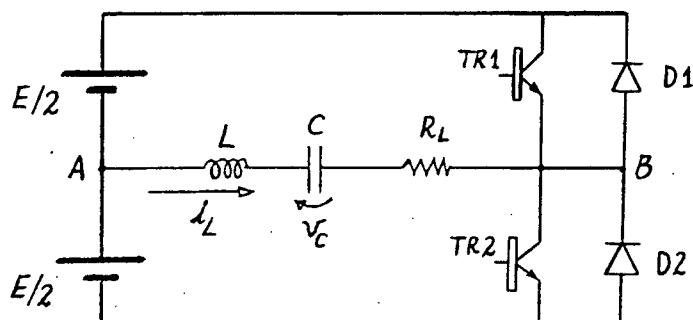


Fig. 1.1 - Inversor ressonante a transistor.

Cada interruptor dessa estrutura, isto é, um transistor em anti-paralelo com um diodo, é unidirecional em tensão e bidirecional em corrente. O transistor é comandado tanto na entrada quanto na saída de condução, já o diodo possui característica de comutação espontânea e terá, sempre, função regenerativa.

Neste primeiro caso, o inversor estará operando com frequência de chaveamento (f) menor que a frequência definida pelo circuito ressonante (f_0):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.1)$$

Devido à característica de ressonância, a corrente na car-

ga (R_L) será, aproximadamente, senoidal. E, sendo a frequência de chaveamento menor que a de ressonância, a reatância capacitiva predominará sobre a indutiva, resultando no seguinte diagrama fasorial: figura 1.2.

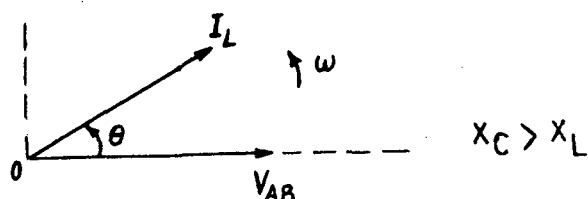


Fig. 1.2 - Diagrama fasorial do inversor.

Verifica-se, desde já, que a corrente no circuito ressonante, e na carga, estará adiantada em relação à fundamental da tensão entre os pontos médios (V_{AB}), caracterizando um funcionamento com fator de potência capacitivo. O ângulo " θ " (theta) corresponde ao ângulo de condução dos diodos regenerativos.

1.2.1. Descrição do funcionamento

O funcionamento do inversor, em regime permanente, está descrito através das etapas de funcionamento a seguir.

1ª ETAPA:

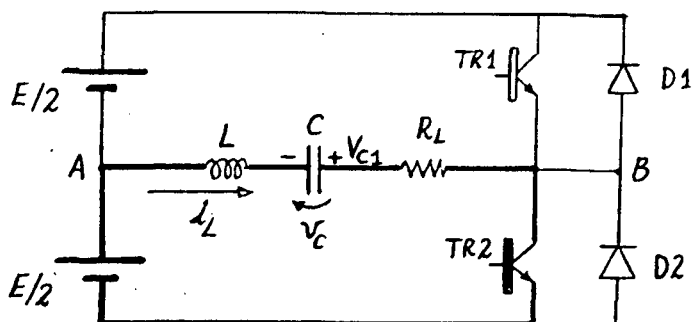


Fig. 1.3 - 1ª etapa.

Inicialmente o capacitor encontra-se carregado com uma tensão $-V_{C1}$. O transistor TR_2 é comandado para entrar em condução e a corrente " i_L " cresce e decresce, de forma quase senoidal, forçando a inversão de polaridade do capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $+V_{C2}$. Quando a corrente se anula TR_2 é bloqueado.

A tensão V_{AB} vale: $V_{AB} = E/2$

2ª ETAPA

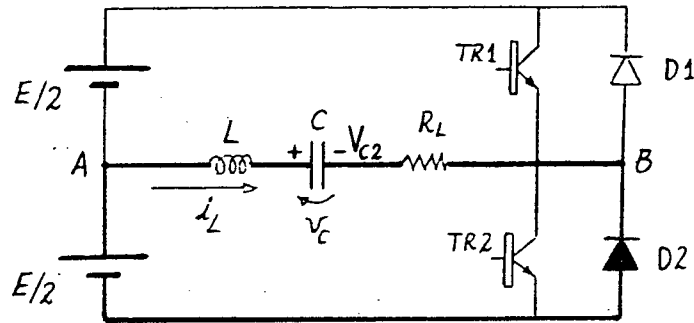


Fig.1.4 - 2ª etapa.

Assim que a corrente se anula e TR_2 é bloqueado, o diodo D_2 entra em condução. A corrente se inverte e descarrega um pouco o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $V_{C3} < V_{C2}$. A tensão V_{AB} vale: $V_{AB} = E/2$.

3ª ETAPA

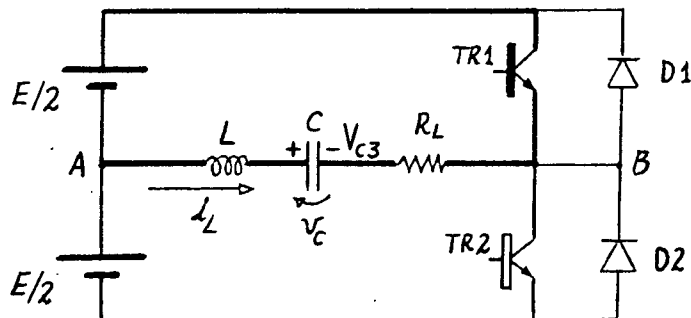


Fig.1.5 - 3ª etapa.

O transistor TR_1 é comandado para entrar em condução e assume a corrente, bloqueando D_2 . A corrente cresce e decresce, de forma quase senoidal, forçando a inversão de polaridade do capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $-V_{C0}$. Quando a corrente se anula TR_1 recebe comando de bloqueio. A tensão V_{AB} vale: $V_{AB} = -E/2$.

4ª ETAPA

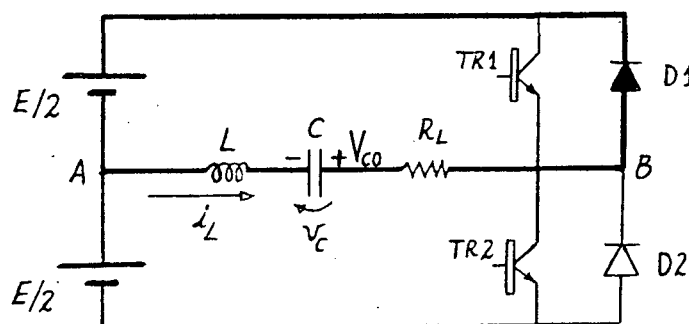


Fig. 1.6 - 4ª etapa.

Assim que a corrente se anula e TR_1 é bloqueado, o diodo D_1 entra em condução. A corrente se inverte e descarrega um pouco o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $-V_{C1}$. Neste instante o transistor TR_2 é, novamente, comandado para entrar em condução e tem início a etapa seguinte que, em regime permanente, é idêntica à primeira (1ª). Nessa última etapa a tensão V_{AB} vale: $V_{AB} = -E/2$.

1.2.2. Plano-de-fase do inversor

O plano-de-fase de um circuito oscilante é a representação, no plano cartesiano, da evolução da corrente no circuito ressonante e da tensão no capacitor. A corrente fica multiplica-

da pelo fator $\sqrt{L/C}$, obtendo-se um produto em tensão. A evolução acontece em termos de deslocamento angular, daí a denominação de "plano-de-fase". O tempo é uma grandeza implícita, na medida em que um deslocamento angular é o produto de uma frequência de oscilação pelo tempo gasto: $\theta = \omega.t$.

Uma apresentação dos aspectos matemáticos do método do plano-de-fase encontra-se no Apêndice A.

O plano-de-fase do inversor ressonante sob análise encontra-se na figura 1.7.

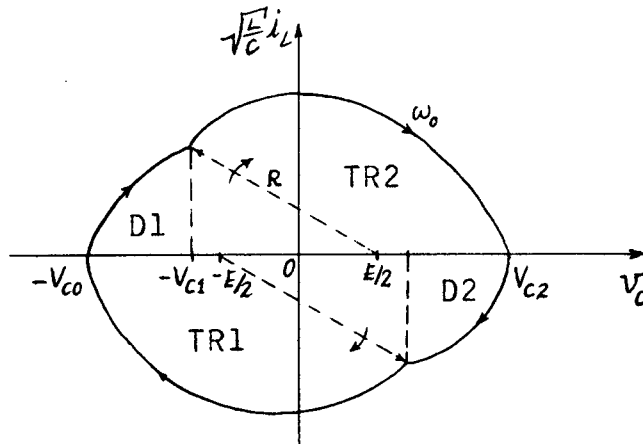


Fig. 1.7 - Plano-de-fase do inversor.

Observe-se que o plano de fase é amortecido, devido à presença da resistência de carga no circuito oscilante. Isto quer dizer que o raio R , centrado em $E/2$, não se mantém, o que aconteceria em um plano-de-fase não-amortecido.

1.2.3. Formas de onda

As formas de onda da tensão entre os pontos médios (V_{AB}), a corrente do circuito ressonante (i_L) e a tensão do capacitor

ressonante (\bar{v}_c) estão representadas na figura 1.8.

Verifica-se que a comutação no bloqueio dos interruptores é natural, isto é, é realizada com corrente nula. Portanto, obtém-se uma comutação garantidamente não-dissipativa. A outra comutação, na entrada em condução, é dissipativa, ainda. Mas um simples circuito de ajuda à comutação pode contornar tal problema, como será visto no capítulo 3.

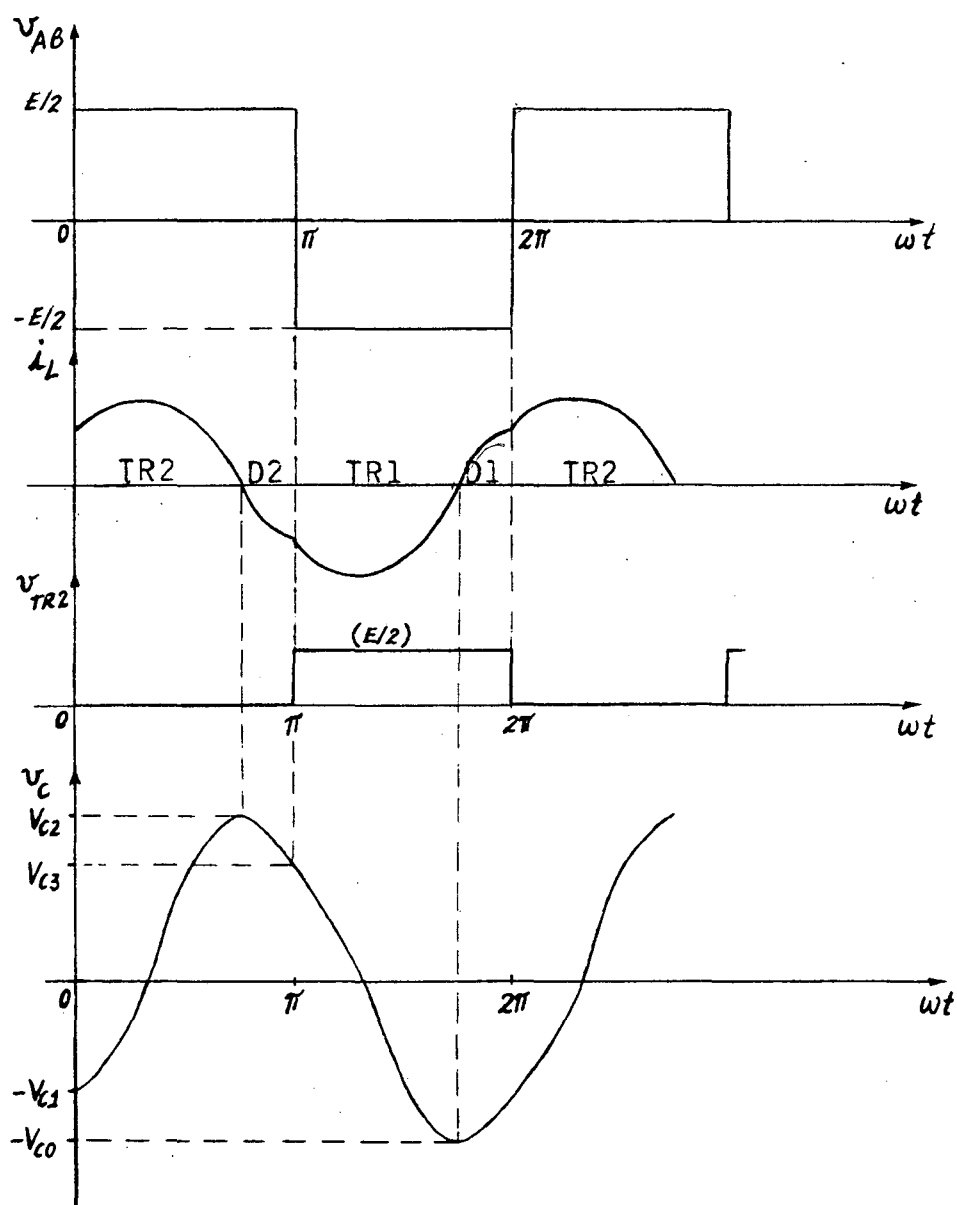


Fig. 1.8 - Formas de onda para $f < f_0$.

1.3. INVERSOR RESSONANTE OPERANDO ACIMA DA RESSONÂNCIA

Todas as considerações feitas, para a estrutura do inversor, continuam válidas, pois a estrutura é a mesma. No entanto, agora, será analisada a sua operação com frequência de chaveamento (f) maior que a frequência ressonante.

Neste caso, a reatância indutiva predominará sobre a capacitiva, resultando no diagrama fasorial seguinte.

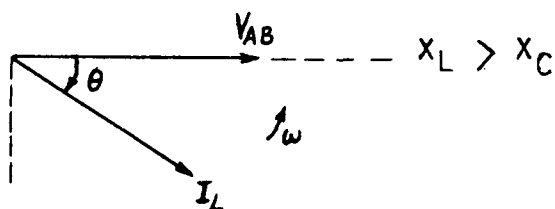


Fig. 1.9 - Diagrama fasorial do inversor.

A corrente na carga, que é a própria corrente ressonante, estará atrasada em relação à fundamental da tensão entre os pontos médios, caracterizando um funcionamento com fator de potência indutivo.

1.3.1. Descrição do funcionamento

O funcionamento do inversor (vide fig.1.1), em regime permanente, está descrito através das etapas de funcionamento a seguir.

1ª ETAPA

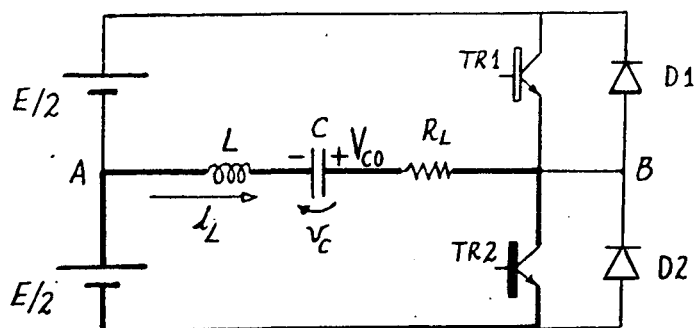


Fig. 1.10 - 1ª etapa.

Inicialmente o capacitor encontra-se carregado com tensão $-V_{CO}$. O transistor TR_2 é comandado para entrar em condução e a corrente cresce e decresce, de forma quase senoidal, forçando a inversão de polaridade do capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão V_{C1} . Nesse instante o transistor TR_2 recebe comando de bloqueio. A tensão v_{AB} vale:

$$V_{AB} = E/2.$$

2ª ETAPA

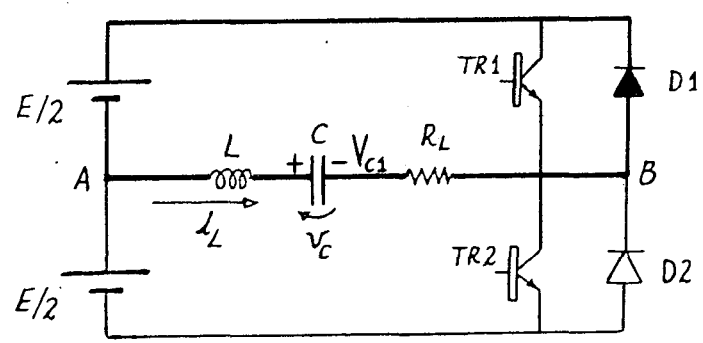


Fig.1.11 - 2ª etapa.

No instante em que TR_2 é bloqueado o diodo D_1 entra em condução e assume a corrente, acabando de carregar o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $V_{C2} > V_{C1}$. Quando a corrente se anula o diodo se bloqueia. No instante em que D_1 entra em condução, a tensão v_{AB} muda de polaridade: $v_{AB} = -E/2$.

3ª ETAPA

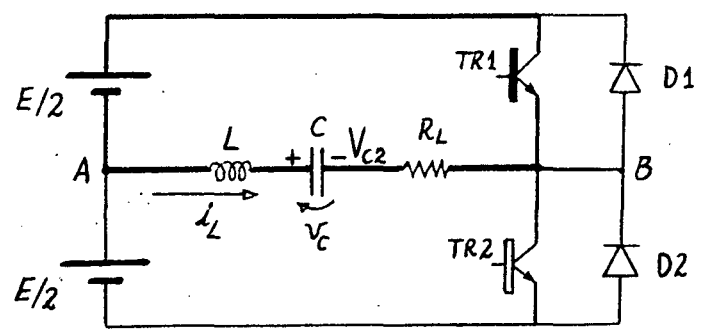


Fig. 1.12 - 3ª etapa.

Assim que a corrente se anula o transistor TR_1 é comandado para entrar em condução. A corrente inverte-se, cresce e decresce, de forma quase senoidal, forçando a inversão de polaridade do capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $-V_{C3}$. Nesse instante o transistor TR_1 recebe comando de bloqueio. A tensão v_{AB} vale: $v_{AB} = -E/2$.

4ª ETAPA

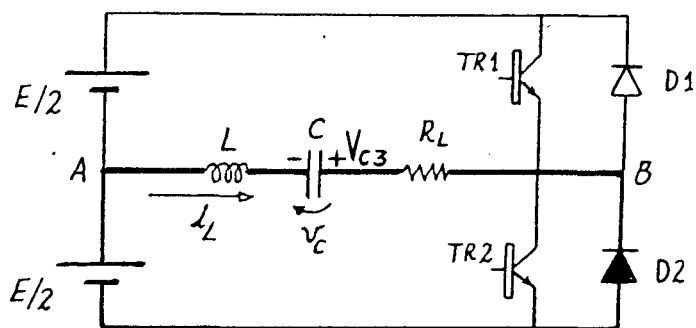


Fig. 1.13 - 4ª etapa.

No instante em que TR_1 é bloqueado o diodo D_2 entra em condução e assume a corrente, acabando de carregar o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $-V_{C0}$. Quando a corrente se anula o diodo se bloqueia e o transistor TR_2 é comandado para entrar em condução, dando início à etapa seguinte que, em regime permanente, é idêntica à primeira (1ª).

1.3.2. Plano-de-fase do inversor

O plano-de-fase do inversor ressonante, operando com frequência acima da frequência de ressonância, está apresentado na figura 1.14.

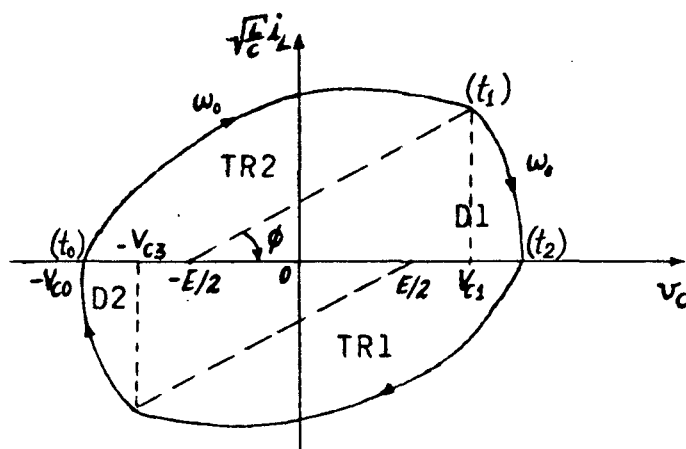


Fig. 1.14 - Plano-de-fase para $f > f_0$.

Neste caso, ocorre também o amortecimento, pois a estrutura é a mesma que no caso anterior.

1.3.3. Formas de onda

As formas de onda da tensão entre os pontos médios (v_{AB}), a corrente do circuito ressonante (i_L) e a tensão do capacitor ressonante (v_C) estão representadas na figura 1.15.

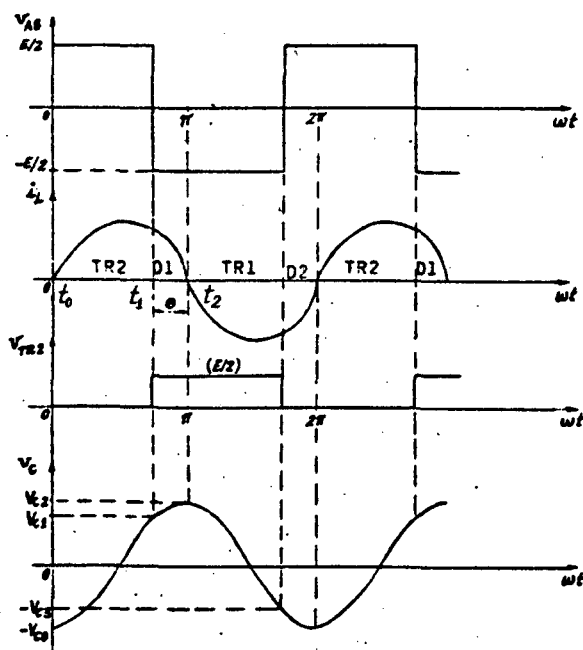


Fig. 1.15 - Formas de onda para $f > f_0$.

Verifica-se, neste caso, que a entrada em condução dos interruptores é natural, isto é, é realizada com corrente nula. Obtém-se, portanto, uma das comutações não-dissipativa. A outra comutação, no bloqueio, ainda é dissipativa. Contudo, um simples circuito de ajuda à comutação pode contornar tal problema, como será visto no capítulo 3.

1.3.4. Controle do fluxo de potência

Para o inversor ressonante operando acima ou abaixo da ressonância, a variável de controle da potência fornecida à carga é a frequência. É através de sua variação, afastando-a, ou aproximando-a da frequência ressonante, que se obtém a variação da corrente e, assim, da potência transferida à carga.

Quanto mais a frequência de operação se aproxima da ressonante, tanto maior é a corrente e o fluxo de potência para a carga, pois as reatâncias do circuito ressonante tendem a compensar-se. E o fator de potência tende à unidade.

Quanto mais a frequência de operação se afasta da ressonante, tanto menor é a corrente e o fluxo de potência para a carga. E o fator de potência se afasta da unidade, diminuindo.

Tais afirmativas referem-se a uma situação de controle em malha aberta, isto é, a carga é considerada uma resistência constante e a tensão de carga é livre para variar de acordo com o controle do conversor. Os esquemas da figura 1.16 ilustram tais fenômenos.

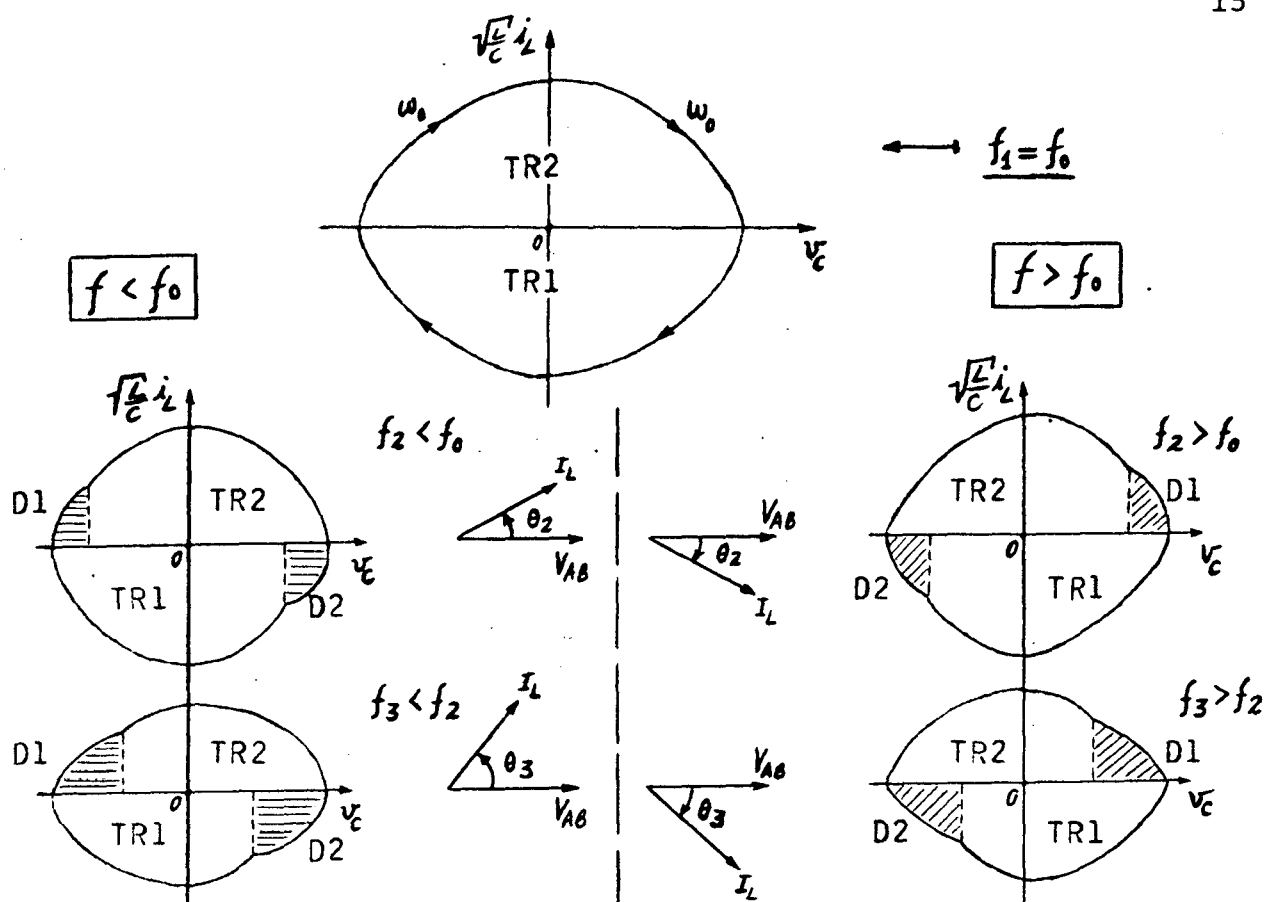


Fig. 1.16 - Efeitos da variação de frequência.

1.3.5. Relação entre as frequências

A relação entre a frequência de operação e a frequência ressonante define a relação entre os ângulos envolvidos nos diagramas de frequência (plano-de-fase) e de tempo (formas de onda ao longo do tempo).

Assim, referindo-se às figuras 1.14 e 1.15, tem-se:

$$\frac{W(t_2 - t_1)}{W_0(t_2 - t_1)} = \frac{\theta}{\phi}, \quad (1.2)$$

ou

$$\theta = \frac{W}{W_0} \cdot \phi = \left(\frac{f}{f_0} \right) \cdot \phi \quad (1.3)$$

onde: ϕ = ângulo de condução do diodo no plano de fase - em relação a f_0 ;

θ = ângulo de condução do diodo no diagrama temporal
 - em relação a f .

1.4. TIRISTOR E TIRISTOR-DUAL

As características de comutação do inversor ressonante, operando com frequência abaixo da ressonante, adaptam-se bem às do tiristor, que tem bloqueio espontâneo com corrente nula e é disparado sob comando.

O tiristor pode, então, ser usado para implementar um inversor ressonante com frequência abaixo da ressonante, mas para baixas frequências (alguns kilohertz). E ele dispensará qualquer circuito de comutação forçada, no bloqueio.

Já as características de comutação do inversor ressonante, operando com frequência acima da ressonante, não se adaptam às do tiristor, mas, sim, às do chamado "tiristor-dual", que tem disparo espontâneo com tensão nula e é bloqueado sob comando⁷.

O tiristor-dual pode, então, ser utilizado na implementação de um inversor ressonante com frequência acima da ressonante, e para altas frequências. Pois o tiristor-dual não existe como um componente discreto, mas, em geral, é implementado por um transistor com lógica de comando de base adequada, permitindo-lhe operar com frequências altas.

As características duais do tiristor e do tiristor-dual são apresentadas na figura 1.17, para efeito de comparação.

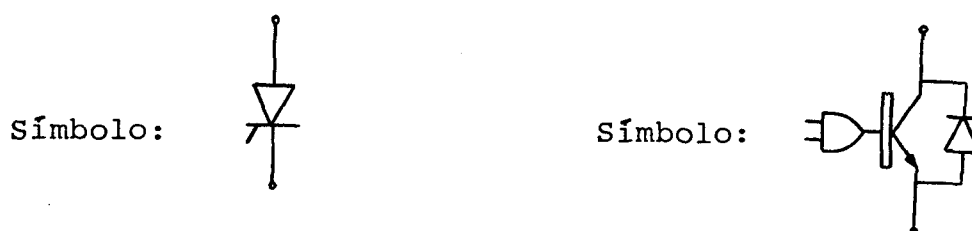
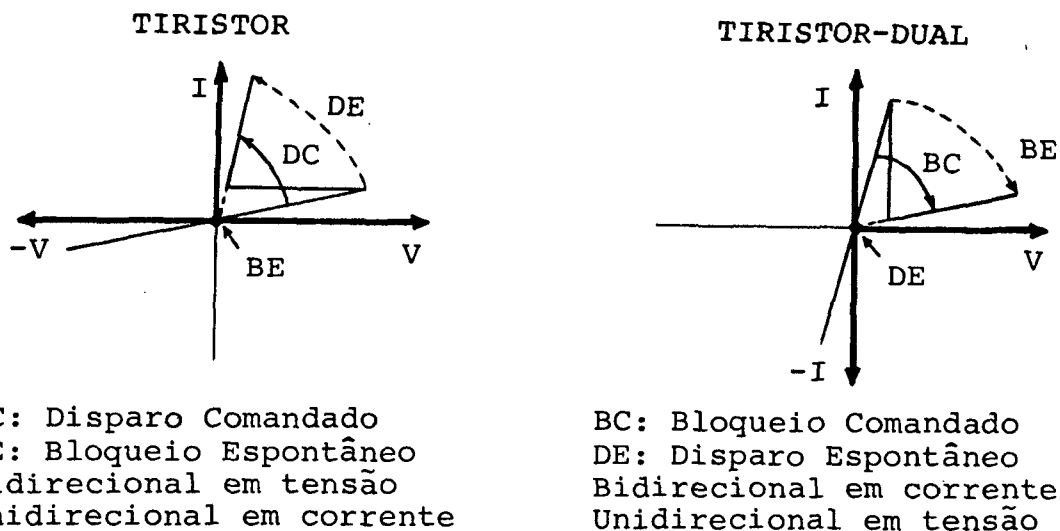


Fig. 1.17 - O tiristor e o tiristor-dual.

1.5. CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE A TIRISTOR-DUAL

O conversor série ressonante (CSR) CC-CC, utilizando como interruptor o tiristor-dual, funciona com frequência de chaveamento maior que a de ressonância.

A estrutura desse conversor é vista na figura 1.18 e será feita, a seguir, uma análise dos aspectos qualitativos do seu funcionamento.

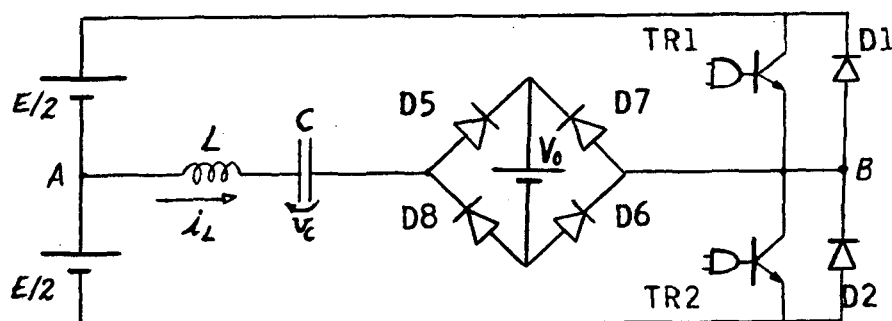


Fig. 1.18 - Esquema simplificado do conversor.

A carga é representada por uma fonte ideal de tensão (V_O).

1.5.1. Descrição do funcionamento

A menos da presença da ponte retificadora de diodos, a estrutura é a mesma da figura 1.1, e as etapas de funcionamento, idênticas às descritas pelas figuras 1.10 a 1.13.

Uma outra diferença é que, agora, as oscilações no circuito ressonante serão não-amortecidas, pois não há mais a resistência de carga no circuito oscilante.

1.5.2. Formas de onda e plano-de-fase

As formas de onda das principais grandezas envolvidas são as mesmas da figura 1.15. O plano-de-fase, no entanto, é não-amortecido e está representado na figura 1.19.

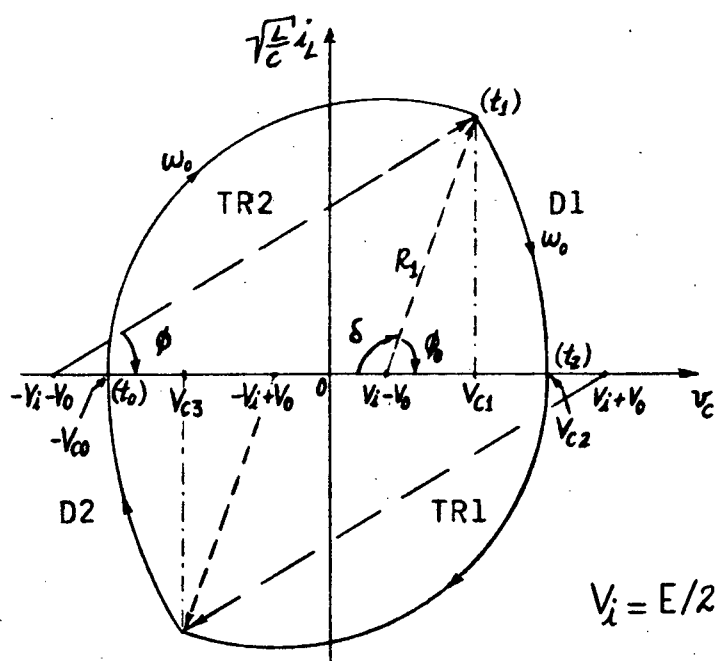


Fig. 1.19 - Plano-de-fase do CSR CC-CC com $f > f_0$.

Quando o plano-de-fase é não-amortecido, cada evolução é um setor de círculo, com raio constante centrado em algum ponto definido. Por exemplo: raio R_1 , centrado no ponto V_i-V_o , descrevendo um ângulo δ (delta), correspondente à condução do tiristor-dual TR_2 .

1.5.3. Característica externa do conversor

Da análise quantitativa do funcionamento do conversor série ressonante (CSR), operando com frequência acima da ressonante, e com a ajuda de um microcomputador, pode-se traçar a sua característica externa, como é apresentada na figura 1.20.⁶

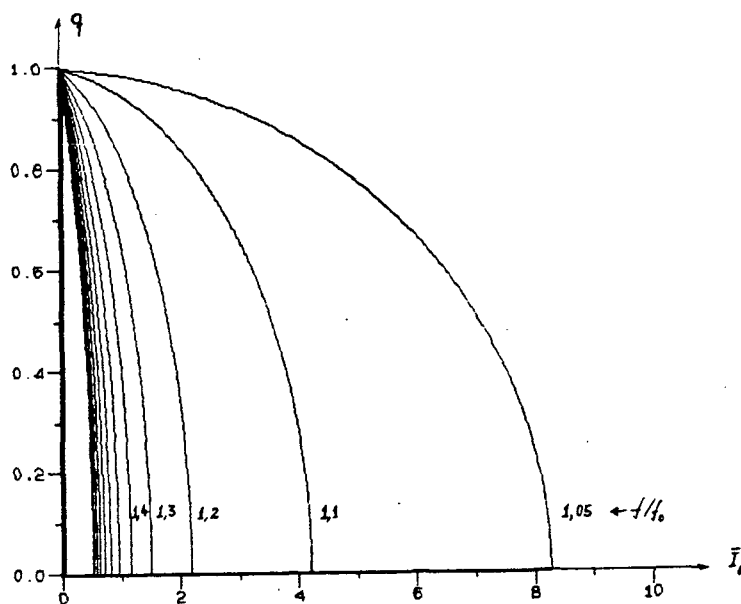


Fig. 1.20 - Característica externa do CSR com $f > f_0$.

Nessa figura, tem-se:

$$\bar{I}_o = \frac{I_o}{\sqrt{C/L} \cdot V_i} \quad : \text{ corrente média de carga, normalizada;}$$

$$q = \frac{V_o}{V_i} : \text{ ganho estático do conversor;}$$

f/f_0 : relação entre as frequências de operação e ressonante.

Verifica-se que, à medida que a frequência de operação aproxima-se da ressonante, a corrente de carga cresce, conforme afirmado anteriormente.

Para uma dada frequência de operação, observa-se que, diminuindo a corrente, cresce a tensão na carga (V_o). Portanto, para que esta se mantenha, é necessário que haja uma compensação, obtida pelo aumento da frequência de operação do conversor. Esta é, de fato, a variável de controle do conversor série ressonante a tiristor-dual.

1.6. CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE A TIRISTOR

O conversor série ressonante CC-CC, utilizando como interruptor um tiristor, funciona com frequência de chaveamento menor que a de ressonância.

A estrutura de tal conversor está apresentada na figura 1.21. Será feita, a seguir, uma análise dos aspectos qualitativos do seu funcionamento.

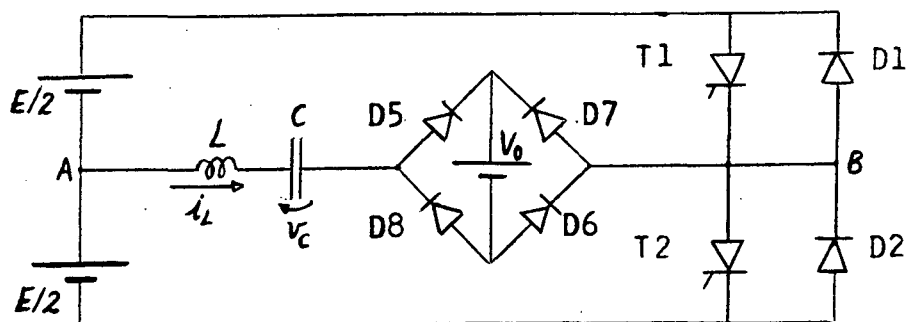


Fig. 1.21 - Esquema simplificado do conversor.

A carga é representada por uma fonte ideal de tensão (V_O).

Este conversor é, essencialmente, o conversor de Schwarz, um conversor série ressonante que funciona com frequência abaixo da ressonante¹⁴.

1.6.1. Descrição do funcionamento

Esta estrutura é a mesma da figura 1.1, excetuando-se a ponte retificadora. Suas etapas de funcionamento são, portanto, idênticas às descritas nas figuras 1.3 a 1.6.

1.6.2. Formas de onda e plano-de-fase

As formas de onda das principais grandezas envolvidas são as mesmas representadas na figura 1.8. O plano-de-fase, contudo, é não-amortecido, e encontra-se representado na figura 1.22.

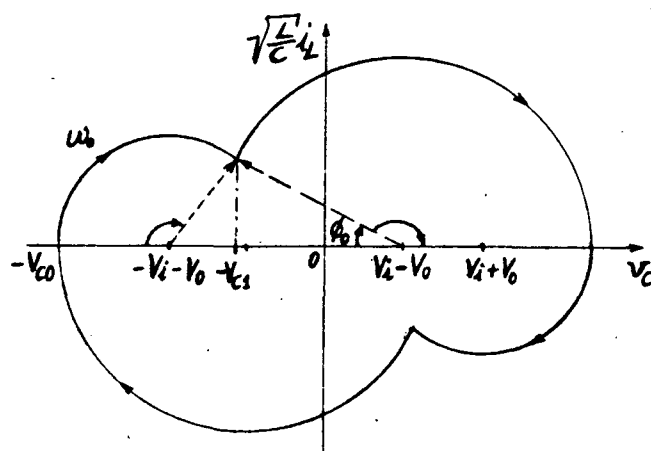


Fig. 1.22 - Plano-de-fase do CSR CC-CC com $f < f_0$.

1.6.3. Característica externa do conversor

Da análise quantitativa do funcionamento do conversor em foco, e com a ajuda de um microcomputador, obtém-se a sua característica externa, conforme figura 1.23.⁵

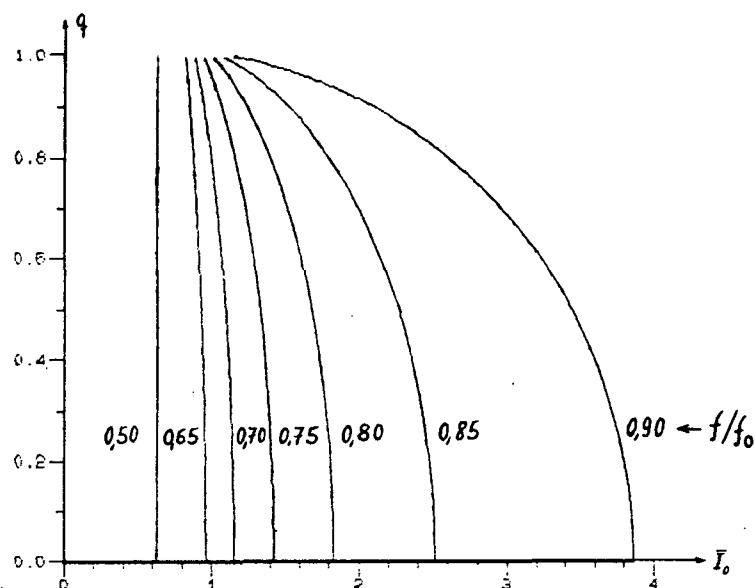


Fig. 1.23 - Característica externa do CSR de Schwarz.

Em malha aberta esta característica apresenta uma fraca regulação de tensão, exigindo grande variação da frequência para manter a tensão.

A compensação da tensão de carga, para uma diminuição da corrente, é obtida pela diminuição da frequência de chaveamento, que é, de fato, a variável de controle.

1.7. CONCLUSÕES

A utilização de circuitos ressonantes LC em série - ou em paralelo - com a carga vem possibilitar aos interruptores a comutação natural, não-dissipativa, pela imposição de uma corrente oscilante que passa por zero, necessariamente.

O tiristor pode então ser usado, sem a necessidade de circuitos de comutação forçada, pelo aproveitamento de seu bloqueio espontâneo, mas com baixas frequências (5 kHz). O conceito de "tiristor-dual" foi introduzido e um conversor usando tal dispositivo pode ser implementado com o aproveitamento de sua entrada em condução espontânea, e com altas frequências.

A modulação de frequência necessária ao controle da potência à carga é uma característica e uma desvantagem dos conversores apresentados, uma vez que dificulta a otimização do conversor quando uma larga faixa de controle é exigida. No entanto, como fonte de corrente, tal conversor a frequência variável é bem adaptado.

Um conversor ressonante operando com frequência constante aparece, então, como solução para o problema acima, sendo atualmente o mais recomendado quando se deseja alta densidade de potência e alto rendimento. O controle do fluxo de potência para a carga passa a ser do tipo PWM ("pulse width modulation"), por deslocamento de fase. É o que será apresentado a partir do próximo capítulo.

CAPÍTULO II

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CSR OPERANDO COM FREQUÊNCIA CONSTANTE

2.1. INTRODUÇÃO

Com o objetivo de facilitar a otimização do conversor série ressonante, a frequência de chaveamento dos interruptores deve ser mantida constante. Neste trabalho, essa frequência de operação é igualada à frequência de ressonância, por uma opção de análise e projeto. Mas a frequência de operação poderia ser, em tese, diferente da ressonante: abaixo, para o CSR¹⁶, ou acima, para o conversor paralelo ressonante⁸.

A estrutura do presente conversor CC-CC está apresentada na figura 2.1, e consiste de uma ponte completa de interruptores de potência.

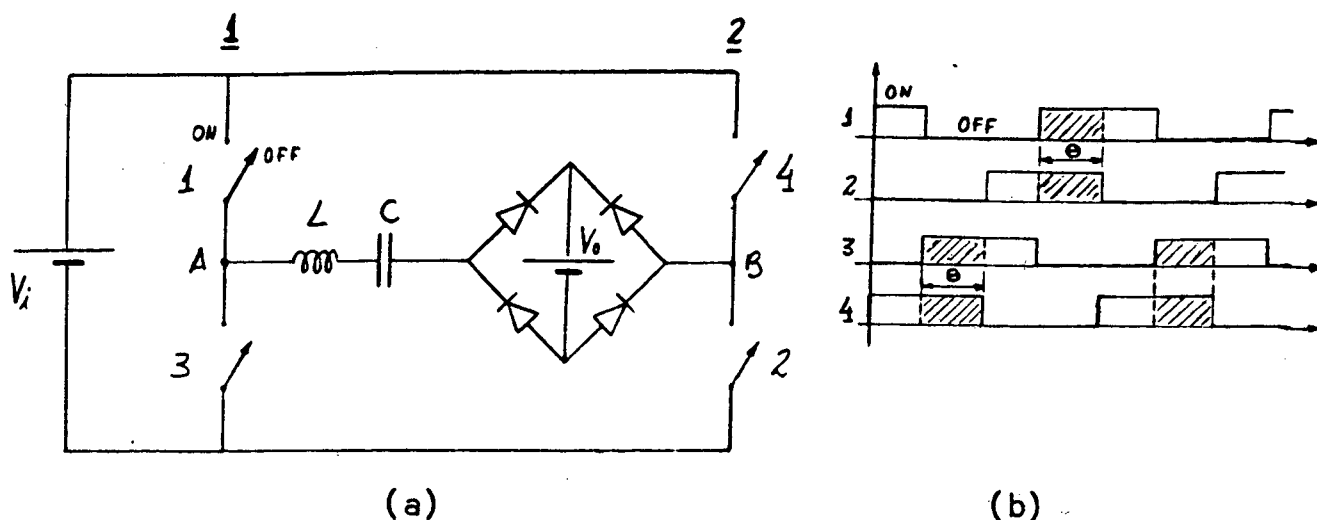


Fig. 2.1 - CSR CC-CC: a) circuito de potência; b) ordem de ligação dos interruptores.

2.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O princípio de funcionamento desse CSR, operando com frequência constante e igual à ressonante, baseia-se no tempo de condução simultânea dos interruptores em diagonal (1 e 2 ou 3 e 4), conforme figura 2.1-b. A sequência de comando dos interruptores obedece a uma lógica complementar, em relação a um mesmo braço inversor. Pelo defasamento desses "sinais" de comando de um braço em relação ao outro, obtém-se o controle do tempo de condução simultânea dos interruptores em diagonal (ângulo θ). Através desse defasamento alcança-se o controle do fluxo de potência entre a fonte (V_i) e a carga (V_o).

Dois modos de operação são possíveis¹⁹. O modo de operação em condução contínua - que é caracterizado pela não anulação da corrente no circuito ressonante, durante cada meio-ciclo de funcionamento -, e o modo de operação em condução descontínua -

que se caracteriza pela anulação da corrente no circuito ressonante durante cada meio-ciclo (vide figuras 2.9 e 2.10).

2.3. A COMUTAÇÃO NATURAL

Conforme será evidenciado mais adiante, o braço inversor nº 1 possuirá as características de comutação do CSR com frequência sub-ressonante¹⁴, e o braço nº 2, as características de comutação do CSR com frequência sobre-ressonante^{6, 7}. Sendo assim, os interruptores do braço nº 1 serão substituídos por tiristores e diodos em anti-paralelo, apenas para enfatizar a comutação natural (com corrente nula), no bloqueio, e os interruptores do braço nº 2 serão substituídos por tiristores-duais e diodos em anti-paralelo, para ressaltar a comutação natural (com tensão nula), na entrada em condução. O conversor com tais interruptores encontra-se na figura 2.2.

Na implementação do CSR, no entanto, não serão utilizados como interruptores de potência os tiristores, mas transistores MOSFET's, com seus diodos integrados, em virtude de sua capacidade de operação em frequências bem mais elevadas.

Em cada braço inversor a comutação oposta poderá ser dissipativa, dependendo do modo de operação do conversor, e para superá-la, será usado um único componente, não-dissipativo, de ajuda à comutação. No braço do tiristor será utilizado um indutor em série com o interruptor para limitar a taxa de crescimento da corrente (di/dt), na entrada em condução. No braço a tiristor-dual a solução será, também, dual, isto é, um capacitor em paralelo com o interruptor para limitar a taxa de crescimento da tensão (dv/dt), no momento do bloqueio.

Portanto, no braço do tiristor (nº 1), a comutação será natural, com corrente nula, tanto no bloqueio, quanto na entrada em condução - por meio de um indutor de ajuda à comutação. E no braço do tiristor-dual (nº 2), a comutação será natural, com tensão nula, tanto na entrada em condução, quanto no bloqueio - por meio de um capacitor de ajuda à comutação.

Quanto à comutação (no bloqueio) dos diodos em anti-paralelo, ela será natural para os diodos do braço do tiristor-dual, pois comutarão, sempre, com tensão nula, garantida pela entrada em condução do seu correspondente tiristor-dual. Para os diodos do braço do tiristor, no entanto, a comutação será dissipativa, pois comutarão com tensão reversa igual à tensão da fonte.

Os diodos do braço com comutação sob tensão nula (nº 2) poderão, portanto, ser diodos lentos, pois sua comutação não é crítica. Já o braço com comutação sob corrente nula (nº 1) exigirá diodos rápidos, com característica de recuperação suave, pois de sua corrente de recuperação reversa, no momento do seu bloqueio, dependerão as perdas de comutação. O indutor de ajuda à comutação, nesse braço, ajuda, também, a comutação desses diodos, pela diminuição da taxa de decrescimento da corrente de recuperação reversa.

As características de comutação abordadas acima, estão resumidas na tabela 1. O sinal de "aproximadamente" (~) indica uma comutação natural devida ao dispositivo de ajuda à comutação.

TABELA 1

COMUTAÇÃO		MODO DESCONTÍNUO		MODO CONTÍNUO
Entr. em condução	T1, T3	0 A	~0 V	~0 A ~0 V
	T2, T4	0 A	0 V	0 A 0 V
Bloqueio	T1, T3	0 A	0 V	0 A 0 V
	T2, T4	A	~0 V	A ~0 V
	D1, D3	-	-	A Vi
	D2, D4	0 A	0 V	0 A 0 V

A = corrente Vi = tensão da fonte V = tensão

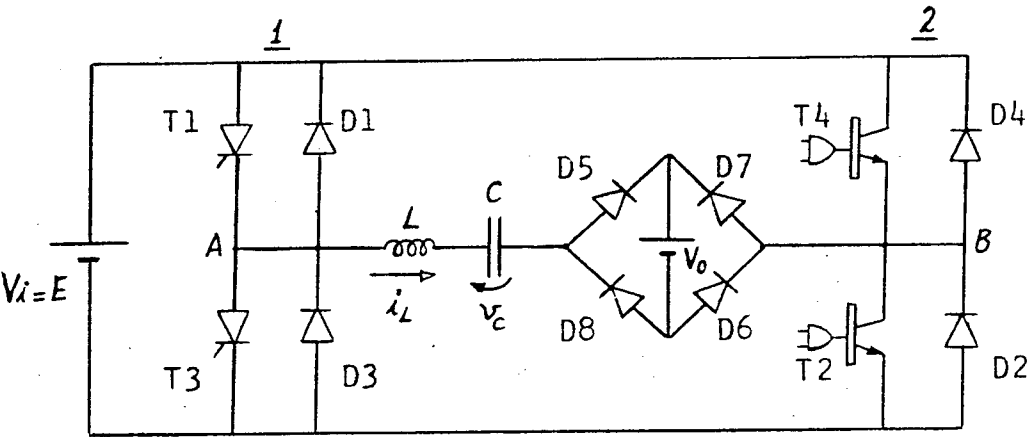


Fig.2.2 - Esquema do CSR CC-CC em ponte completa.

2.4. MODO DE OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

2.4.1. Descrição do funcionamento

A seguir são descritas pormenorizadamente as etapas de funcionamento do CSR, em regime permanente, operando no modo de condução contínua. As formas de onda das principais grandezas envolvidas estão apresentadas na figura 2.9. Todos os componentes

do conversor são considerados ideais.

1ª ETAPA (Conduzem: T2, D3, D5 e D6)

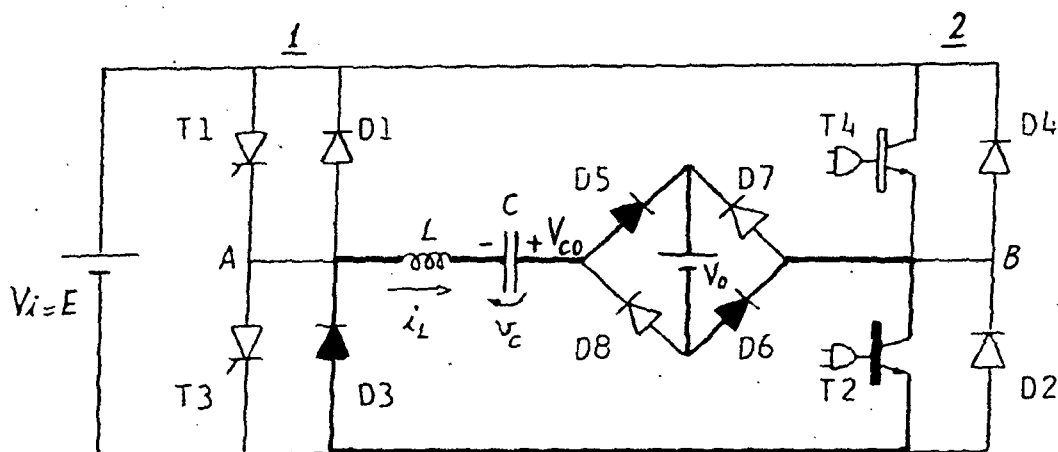


Fig. 2.3 - 1ª etapa de funcionamento.

Inicialmente o capacitor encontra-se carregado com tensão $-V_{co}$. O transistor T2 e o diodo D3 entram em condução, naturalmente, e ficam em roda-livre com a carga. T2 estava habilitado pela condução prévia de D2. A corrente " i_L " cresce senoidalmente, no sentido positivo, e descarrega o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $-V_{c1}$. A entrada em condução do transistor T2 ocorre naturalmente, com tensão nula, assim que seu diodo em anti-paralelo deixa de conduzir.

2ª ETAPA (Conduzem: T1, T2, D5, D6)

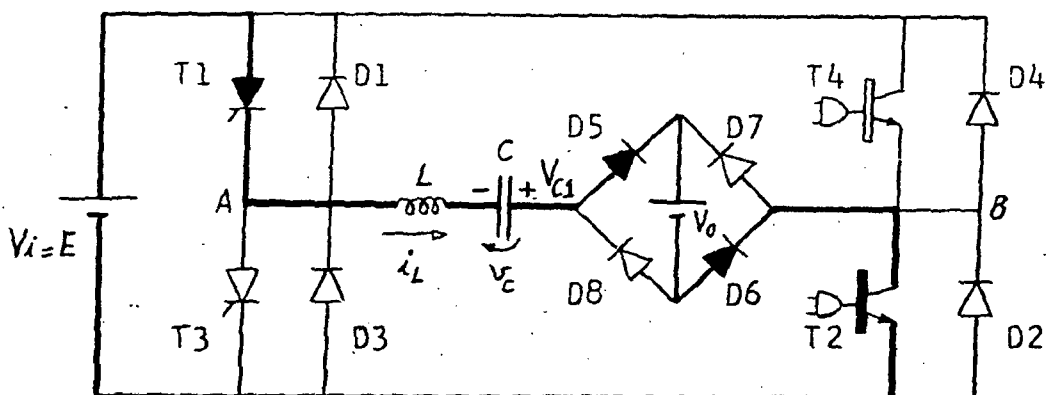


Fig. 2.4 - 2ª etapa de funcionamento.

O tiristor T1 é disparado e D3 se bloqueia. T1 assume a corrente que cresce e decresce senoidalmente, descarregando ainda mais o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão V_{C2} . Nesse instante, o transistor T2 recebe ordem de bloqueio. O disparo do tiristor T1 ocorre sob corrente não-nula, caracterizando uma comutação forçada, ou dissipativa.

3ª ETAPA (Conduzem: T1, D4, D5 e D6)

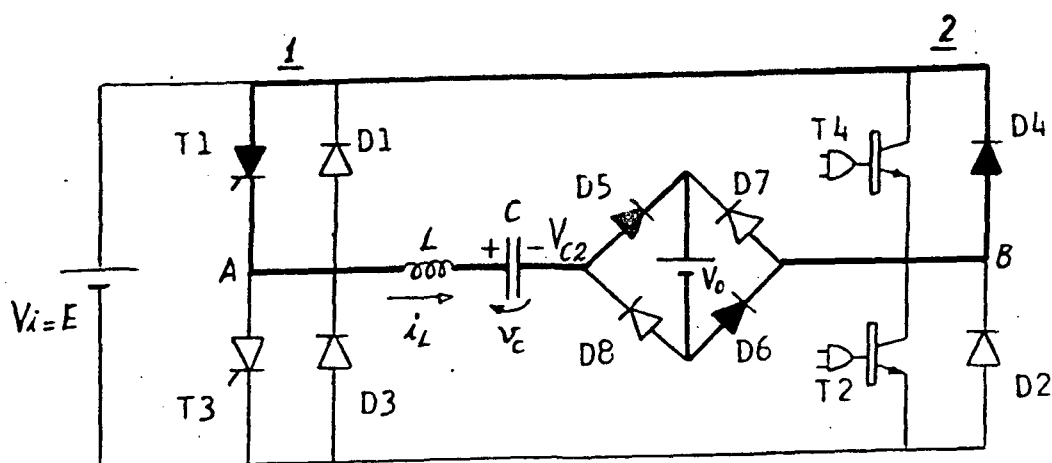


Fig. 2.5 - 3ª etapa de funcionamento.

Assim que o transistor T2 é bloqueado o diodo D4 assume a corrente e fica em roda-livre com a carga, através de T1. A corrente decresce senoidalmente até anular-se. Neste instante T1 e D4 bloqueiam-se naturalmente. A etapa termina e o capacitor fica com tensão $V_{C3} > V_{C2}$. O bloqueio do transistor T2 ocorre com corrente não-nula, caracterizando uma comutação forçada, ou dissipativa.

4ª ETAPA (Conduzem: T4, D1, D7 e D8)

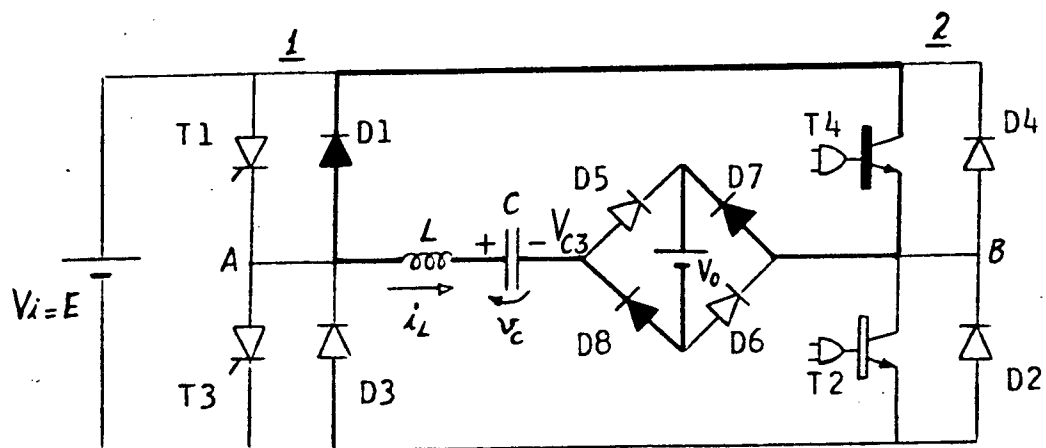


Fig. 2.6 - 4ª etapa de funcionamento.

No instante em que $T1$ e $D4$ se bloqueiam $T4$ e $D1$ assumem a corrente e mantêm a roda-livre, visto que $T4$ estava habilitado pela tensão nula de $D4$, que conduzia. A corrente cresce senoidalmente, no sentido negativo, e descarrega o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $V_{c4} = V_{c1}$. O transistor $T4$, assim como $T2$, entra em condução naturalmente, com tensão nula, logo que seu diodo anti-paralelo deixa de conduzir.

5ª ETAPA (Conduzem: T4, T3, D7 e D8)

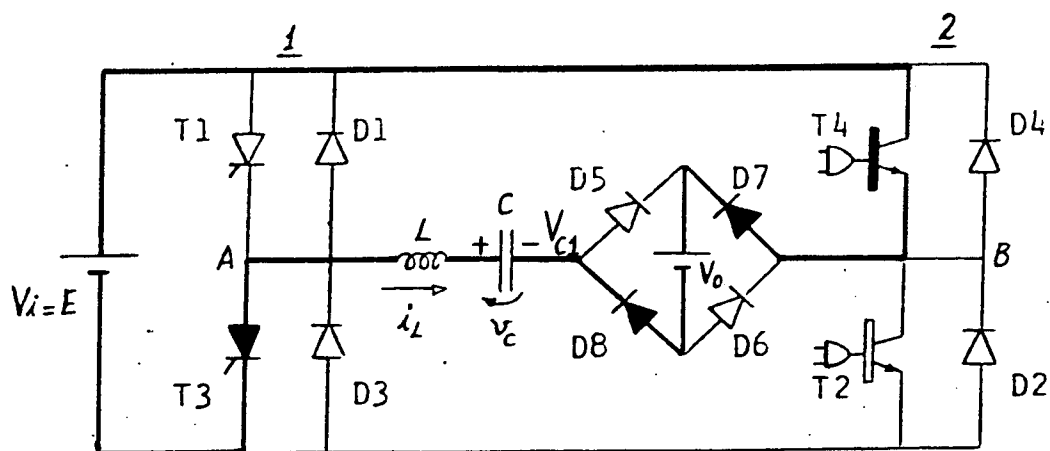


Fig. 2.7 - 5ª etapa de funcionamento.

O tiristor T3 é disparado e D1 se bloqueia. T3 assume a corrente que cresce e decresce senoidalmente, descarregando ainda mais o capacitor que, ao final da etapa, fica com tensão $-V_{C5} = -V_{C2}$. Nesse instante o transistor T4 recebe ordem de bloqueio. O disparo do tiristor T3, assim como T1, ocorre sob corrente não-nula, caracterizando uma comutação forçada, ou dissipativa.

6ª ETAPA (Conduzem: T3, D2, D7 e D8)

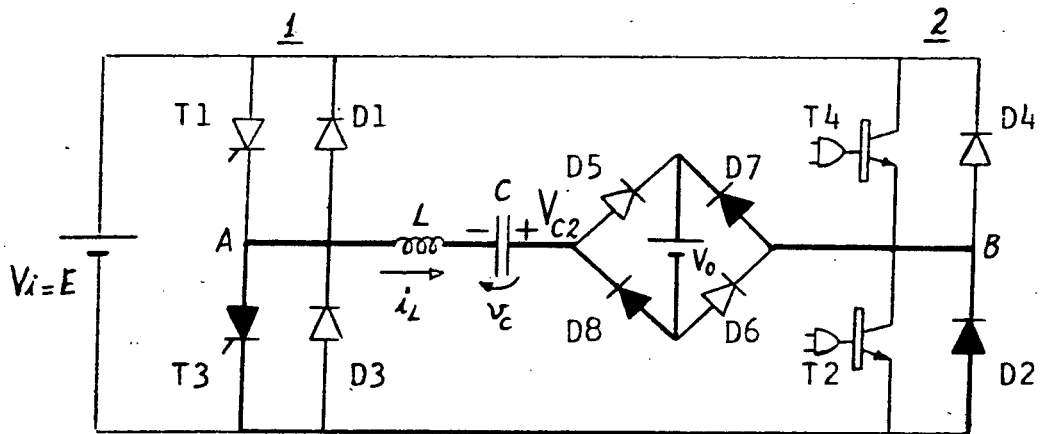


Fig. 2.8 - 6ª etapa de funcionamento.

Assim que o transistor T4 é bloqueado o diodo D2 assume a corrente e fica em roda-livre com a carga através de T3. A corrente decresce senoidalmente até anular-se. Neste instante T3 e D2 bloqueiam-se naturalmente, ficando o capacitor com tensão $-V_{CO}$, enquanto T2 e D3 assumem a corrente e tem início a próxima etapa que, em regime permanente, é idêntica à primeira (1ª). O bloqueio do transistor T4, assim como T2, ocorre sob corrente não-nula, caracterizando uma comutação forçada, ou dissipativa.

2.4.2. Formas de onda

Na figura 2.9, a seguir, estão representadas as principais formas de onda associadas ao funcionamento do conversor CC-CC com ponte completa. Verifica-se aí a ação de grampeamento em nível zero da tensão entre os pontos médios A e B (v_{AB}), sempre que há algum diodo conduzindo.

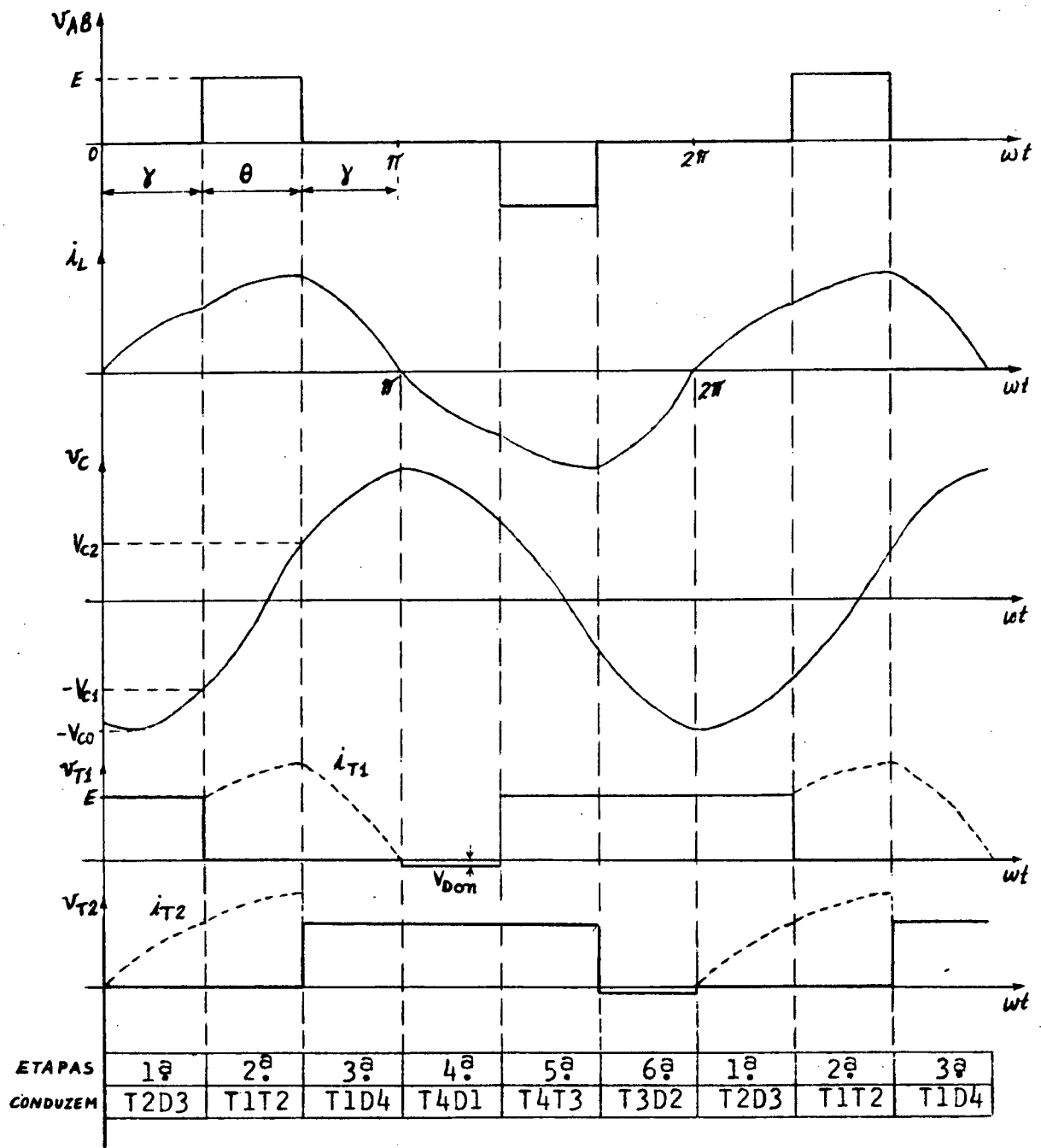


Fig. 2.9 - Principais formas de onda - modo contínuo.

2.5. MODO DE OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

2.5.1. Descrição do funcionamento

O funcionamento neste modo de operação difere do funcionamento no modo de operação em condução contínua apenas nas etapas 1ª e 4ª, onde a corrente de circulação (em roda-livre) é nula, devido à menor quantidade de energia envolvida no processo. E enquanto a corrente do circuito ressonante permanece nula, a tensão no capacitor ressonante se mantém constante. Na figura 2.10 encontram-se as principais formas de onda para o modo de operação em condução descontínua.

2.5.2. Formas de onda

Verifica-se, através das formas de onda da figura 2.10, que todas as comutações (entrada em condução e bloqueio) são naturais, com exceção do bloqueio das chaves do braço nº 2 (T2 e T4), o que é contornado com a presença do capacitor de ajuda à comutação, em paralelo.

Percebe-se ainda que, neste modo de operação em condução descontínua, as formas de onda da corrente no indutor ressonante e da tensão no capacitor ressonante afastam-se bastante da forma senoidal, o que indica um conteúdo harmônico muito maior, em relação ao modo de condução contínua.

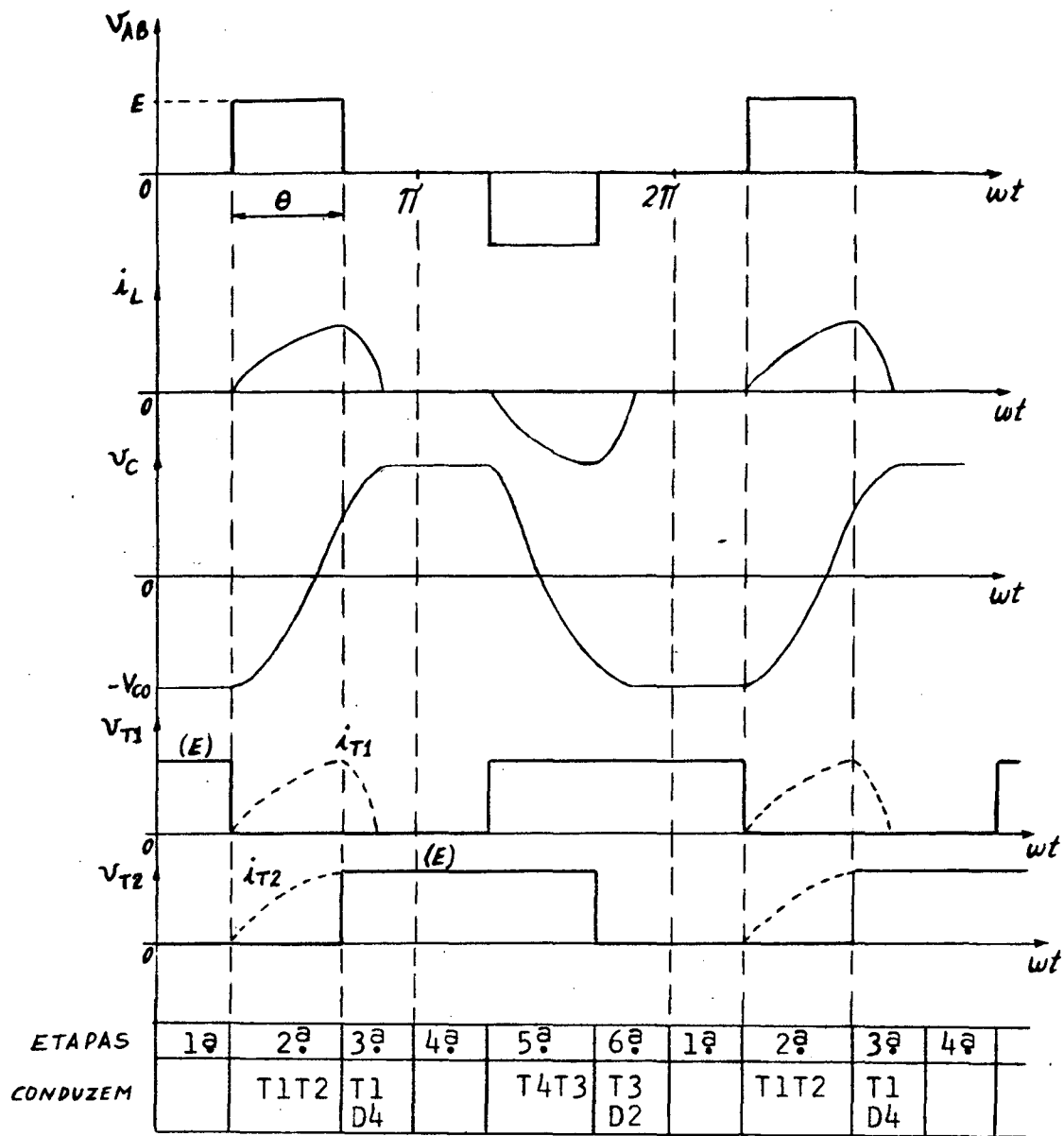


Fig. 2.10 - Principais formas de onda - modo descontínuo.

2.6. CONCLUSÕES

O princípio de funcionamento deste CSR, operando com frequência constante igual à ressonante, está baseado na condução simultânea dos interruptores em diagonal (1 e 2 ou 3 e 4). Através do controle desse tempo obtém-se o controle da potência transferida à carga. Este princípio é um tipo de PWM por defasamento.

Dois modos de operação são possíveis, caracterizados pela anulação, ou não, da corrente no indutor ressonante, durante

um meio-ciclo de funcionamento. São eles, o modo de operação em condução contínua, e o modo de operação em condução descontínua.

As comutações dos interruptores são naturais, ou não-dissipativas, nos dois braços inversores. No braço nº 1 a comutação se dá com corrente nula, e no braço nº 2, com tensão nula.

Uma ação de grampeamento, imposta à tensão entre os pontos médios dos braços inversores, acontece sempre que algum diodo está conduzindo. Por este motivo tal conversor é também designado na literatura¹⁶ como CSR a modo grampeado ("clamped mode series resonant converter").

CAPÍTULO III

ESTUDO ANALÍTICO DO CSR OPERANDO COM FREQUÊNCIA CONSTANTE

3.1. INTRODUÇÃO

Após o estudo qualitativo do funcionamento do Conversor Série Ressonante, far-se-á, agora, um estudo quantitativo do seu comportamento durante as suas diferentes etapas de funcionamento. Para isto usar-se-á o método do plano-de-fase, o qual encontra-se exposto, resumidamente, no Apêndice A.

3.2. PLANO-DE-FASE DO CONVERSOR

Apenas as três primeiras etapas de funcionamento do conversor são suficientes para a elaboração do plano-de-fase, caracterizando um semi-período da corrente ressonante. As demais correspondem ao 2º semi-período, sendo simétricas.

Com aquelas etapas, aqui resumidas na figura 3.1, têm-se os centros das circunferências correspondentes ao lugar geométrico da variação da tensão e da corrente do circuito oscilante formado. V_{AC} é o centro considerado.

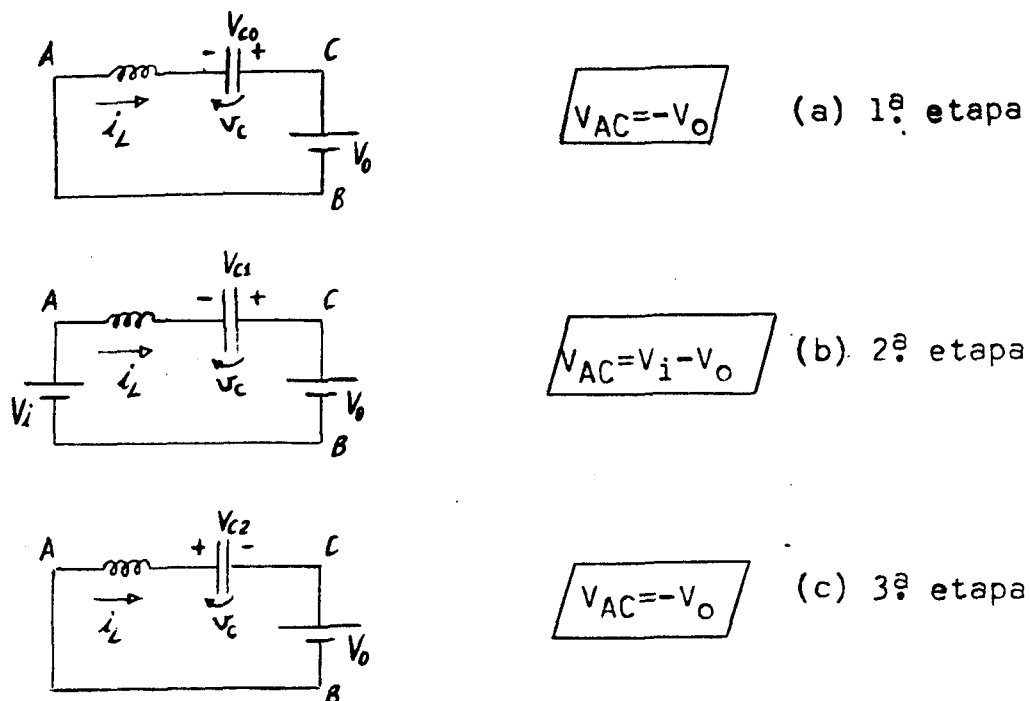


Fig. 3.1 - Etapas simplificadas do primeiro semi-período de funcionamento.

Com os centros encontrados e considerando-se sua simetria, o plano-de-fase é traçado na figura 3.2.

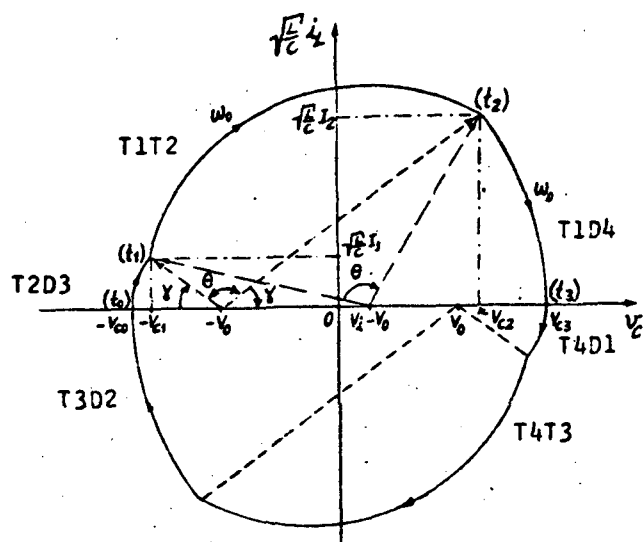


Fig. 3.2 - Plano-de-fase do CSR com frequência ressonante.

Como a frequência de chaveamento é igual à de ressonância, os ângulos no domínio do tempo e da frequência (plano-de-fase) serão iguais (vide fig. 3.4).

Do plano-de-fase e das formas de onda da fig. 2.9, conclui-se:

$$\boxed{2\gamma + \theta = \pi} \quad (3.1)$$

3.3. DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DO CONVERSOR

3.3.1. Funcionamento no modo contínuo

Do método do plano-de-fase (Apêndice A), tem-se:

$$Z(t) = [- (E - V_C(o)) + j \sqrt{\frac{L}{C}} I_L(o)] e^{-jW_o t} + E \quad (3.2)$$

e:

$$V_C(t) = \text{Re} \{Z(t)\} \quad (3.3)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} i_L(t) = \text{Im} \{Z(t)\} \quad (3.4)$$

Assim, em geral:

$$V_C(t) = -(E - V_C(o)) \cos W_o t + \sqrt{L/C} I_L(o) \sin W_o t + E \quad (3.5)$$

$$\sqrt{L/C} i_L(t) = \sqrt{L/C} I_L(o) \cos W_o t + (E - V_C(o)) \sin W_o t \quad (3.6)$$

onde: $I_L(o)$ = condição inicial de corrente no indutor;
 W_o = frequência angular de ressonância.

Estas duas últimas equações serão aplicadas, agora, nas três (3) primeiras etapas de funcionamento do conversor, conforme figura 3.1.

1ª ETAPA - intervalo (t_0 , t_1):

Denominando-se de $\bar{v}_{co}(t)$ e $i_{Lo}(t)$ as expressões instantâneas da tensão e corrente no circuito ressonante, durante o intervalo $[t_0, t_1]$, tem-se:

$$v_{co}(t) = (V_o - V_{co}) \cos W_o t - V_o \quad (3.7)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} i_{Lo}(t) = (-V_o + V_{co}) \sen W_o t \quad (3.8)$$

Normalizando-se tais equações e definindo-se o ganho estático como $q = V_o/V_i$, obtém-se:

$$\bar{v}_{co}(t) = (q - \bar{v}_{co}) \cos W_o t - q \quad (3.9)$$

$$\bar{i}_{Lo}(t) = (-q + \bar{v}_{co}) \sen W_o t \quad (3.10)$$

$$\text{onde: } \bar{v}_{co} = \frac{V_{co}}{V_i}; \quad \bar{v}_{co}(t) = \frac{\bar{v}_{co}(t)}{V_i} \quad \text{e} \quad \bar{i}_{Lo}(t) = \frac{i_{Lo}(t)}{\sqrt{\frac{L}{C}} V_i} \quad (3.11)$$

Verifica-se que quando $t = t_1$, $W_o t_1 = \gamma$. Assim

$$\bar{v}_{co}(t_1) = -\bar{v}_{c1} = (q - \bar{v}_{co}) \cos \gamma - q \quad (3.12)$$

$$\text{então: } \bar{v}_{c1} = (\bar{v}_{co} - q) \cos \gamma + q \quad (3.13)$$

Analogamente,

$$\bar{i}_{Lo}(t_1) = \bar{i}_1 = (-q + \bar{v}_{co}) \text{ sen } \gamma \quad (3.14)$$

então: $\bar{i}_1 = (\bar{v}_{co} - q) \text{ sen } \gamma \quad (3.15)$

Observação: Como se verifica nas equações (3.11) a barra representará grandezas normalizadas, em relação a "Vi", para as tensões, e em relação a " $\sqrt{C/L} \cdot Vi$ " para as correntes.

2ª ETAPA - intervalo (t1, t2):

Como na 1ª etapa, tem-se:

$$v_{cl}(t) = -(V_i - V_o + V_{cl}) \cos W_o t + \sqrt{L/C} I_1 \text{ sen } W_o t + (V_1 - V_o) \quad (3.16)$$

$$\sqrt{L/C} i_{L1}(t) = \sqrt{L/C} I_1 \cos W_o t + (V_i - V_o + V_{cl}) \text{ sen } W_o t \quad (3.17)$$

Normalizando:

$$\bar{v}_{cl}(t) = (q - 1 - \bar{v}_{cl}) \cos W_o t + \bar{i}_1 \text{ sen } W_o t + (1 - q) \quad (3.18)$$

$$\bar{i}_{L1}(t) = \bar{i}_1 \cos W_o t + (1 - q + \bar{v}_{cl}) \text{ sen } W_o t \quad (3.19)$$

No instante $t = t_2$, $Wt_2 = \theta$. Assim:

$$\bar{v}_{cl}(t_2) = \bar{v}_{c2} = (q - 1 - \bar{v}_{cl}) \cos \theta + \bar{i}_1 \text{ sen } \theta + 1 - q \quad (3.20)$$

$$\bar{i}_{L1}(t) = \bar{i}_2 = \bar{i}_1 \cos \theta + (1 - q + \bar{v}_{cl}) \text{ sen } \theta \quad (3.21)$$

Substituindo as expressões (3.13) e (3.15) em (3.20) e em (3.21):

$$\bar{V}_{c2} = [q-1-(\bar{V}_{co}-q)\cos\gamma-q]\cos\theta + (\bar{V}_{co}-q)\operatorname{sen}\gamma\operatorname{sen}\theta + 1-q \quad (3.22)$$

$$\bar{V}_{c2} = -(\bar{V}_{co}-q) [\cos\gamma\cos\theta - \operatorname{sen}\gamma\operatorname{sen}\theta] - \cos\theta + 1-q \quad (3.23)$$

Mas:

$$\cos(\gamma+\theta) = \cos\gamma\cos\theta - \operatorname{sen}\gamma\operatorname{sen}\theta = \cos(\pi-\gamma) = -\cos\gamma \quad (3.24)$$

$$\bar{V}_{c2} = (\bar{V}_{co}-q)\cos\gamma - \cos\theta + 1-q \quad (3.25)$$

$$\bar{I}_2 = (\bar{V}_{co}-q)\operatorname{sen}\gamma\cos\theta + [1-q+(\bar{V}_{co}-q)\cos\gamma+q]\operatorname{sen}\theta \quad (3.26)$$

$$\bar{I}_2 = (\bar{V}_{co}-q)\operatorname{sen}\gamma\cos\theta + \operatorname{sen}\theta + (\bar{V}_{co}-q)\cos\gamma\operatorname{sen}\theta \quad (3.27)$$

$$\bar{I}_2 = (\bar{V}_{co}-q)\operatorname{sen}(\gamma+\theta) + \operatorname{sen}\theta \quad (3.28)$$

$$\bar{I}_2 = (\bar{V}_{co}-q)\operatorname{sen}\gamma + \operatorname{sen}\theta \quad (3.29)$$

3ª ETAPA - intervalo (t2, t3):

Da equação do plano-de-fase tem-se:

$$v_{c2}(t) = -(-V_o - V_{c2})\cos W_o t + \sqrt{L/C} I_2 \operatorname{sen} W_o t + (-V_o) \quad (3.30)$$

$$\sqrt{L/C} i_{L2}(t) = \sqrt{L/C} I_2 \cos W_o t + (-V_o - V_{c2}) \operatorname{sen} W_o t \quad (3.31)$$

Normalizando-se tais equações, obtém-se:

$$\bar{v}_{c2}(t) = (q + \bar{v}_{c2}) \cos W_0 t + \bar{I}_2 \sin W_0 t - q \quad (3.32)$$

$$\bar{I}_{L2}(t) = \bar{I}_2 \cos W_0 t - (q + \bar{v}_{c2}) \sin W_0 t \quad (3.33)$$

No instante $t = t_3$, $W_0 t_3 = \gamma$. Assim:

$$\bar{v}_{c2}(t_3) = \bar{v}_{c3} = (q + \bar{v}_{c2}) \cos \gamma + \bar{I}_2 \sin \gamma - q \quad (3.34)$$

Mas, com $\bar{v}_{c3} = \bar{v}_{co}$ em regime permanente, cíclico, obtém-se pela substituição das equações (3.25) e (3.29) em (3.34):

$$\begin{aligned} \bar{v}_{co} &= [q + (\bar{v}_{co} - q) \cos \gamma - \cos \theta + 1 - q] \cos \gamma + \\ &+ [(\bar{v}_{co} - q) \sin \gamma + \sin \theta] \sin \gamma - q \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned} \bar{v}_{co} &= (\bar{v}_{co} - q) \cos^2 \gamma - \cos \theta \cdot \cos \gamma + \cos \gamma + \\ &+ (\bar{v}_{co} - q) \sin^2 \gamma + \sin \theta \cdot \sin \gamma - q \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\bar{v}_{co} = (\bar{v}_{co} - q) - \cos \theta \cos \gamma + \sin \theta \sin \gamma + \cos \gamma - q \quad (3.37)$$

$$2q = -(\cos \theta \cos \gamma - \sin \theta \sin \gamma) + \cos \gamma \quad (3.38)$$

$$2q = \cos(\theta + \gamma) + \cos \gamma \quad (3.39)$$

Da expressão (3.24) em (3.39) fica:

$$2q = \cos \gamma + \cos \gamma$$

Então:

$q = \cos \gamma$

(3.40)

Verifica-se que o ganho estático "q" está ligado ao ângulo interno de controle, $\gamma = (\pi - \theta)/2$, pela relação cossenoidal. Isto mostra que a tensão de saída só depende da tensão de entrada do conversor e do cosseno do ângulo interno de controle "γ", como aliás, ocorre para o retificador monofásico controlado.

Pelos resultados alcançados até aqui, nota-se que a tensão de pico do capacitor ressonante " V_{co} " é uma variável independente, que deve estar ligada à corrente média de carga, que será calculada a seguir.

a) Corrente média de carga

É dada pela expressão seguinte, deslocando-se a origem do tempo a cada integração:

$$\bar{I}_O = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\gamma/W_O} \bar{i}_{Lo}(t) dt + \int_0^{\theta/W_O} \bar{i}_{L1}(t) dt + \int_0^{\gamma/W_O} \bar{i}_{L2}(t) dt \right] \quad (3.41)$$

Sejam:

$$A = \int_0^{\gamma/W_O} \bar{i}_{Lo}(t) dt, \quad B = \int_0^{\theta/W_O} \bar{i}_{L1}(t) dt, \quad C = \int_0^{\gamma/W_O} \bar{i}_{L2}(t) dt \quad (3.42)$$

Da equação (3.10) tem-se:

$$A = \int_0^{\gamma/W_O} (\bar{V}_{co} - q) \sin W_O t \, dt = (\bar{V}_{co} - q) \left[-\frac{\cos W_O t}{W_O} \right]_0^{\gamma/W_O} \quad (3.43)$$

$$A = (\bar{V}_{co} - q) \left(\frac{1 - \cos \gamma}{W_O} \right) \quad (3.44)$$

Da equação (3.16) obtém-se:

$$B = \int_0^{\theta/W_0} \left[\bar{I}_0 \cos W_0 t + (1-q+\bar{V}_{c1}) \sin W_0 t \right] dt \quad (3.45)$$

Substituindo-se as expressões para \bar{I}_1 , eq. (3.15) e \bar{V}_{c1} , eq. (3.13):

$$B = \int_0^{\theta/W_0} \left[(\bar{V}_{co}-q) \sin \gamma \right] \cos W_0 t \, dt + \int_0^{\theta/W_0} \left[1-q+ \right. \\ \left. + (\bar{V}_{co}-q) \cos \gamma + q \right] \sin W_0 t \, dt \quad (3.46)$$

$$B = (\bar{V}_{co}-q) \sin \gamma \left[\frac{\sin W_0 t}{W_0} \right]_0^{\theta/W_0} + \left[1+(\bar{V}_{co}-q) \cos \gamma \right] \left[-\frac{\cos W_0 t}{W_0} \right]_0^{\theta/W_0} \quad (3.47)$$

Então:

$$B = (\bar{V}_{co}-q) \sin \gamma \frac{\sin \theta}{W_0} + [1+(\bar{V}_{co}-q) \cos \gamma] \left(\frac{1 - \cos \theta}{W_0} \right) \quad (3.48)$$

Da equação (3.28) em C:

$$C = \int_0^{\gamma/W_0} \left[\bar{I}_2 \cos W_0 t - (q+\bar{V}_{c2}) \sin W_0 t \right] dt \quad (3.49)$$

Substituindo-se as expressões para \bar{I}_1 , eq. (3.21), e para \bar{V}_{c2} , eq. (3.20), fica:

$$C = \int_0^{\gamma/W_0} [(\bar{V}_{co}-q) \text{sen}\gamma + \text{sen}\theta] \cos W_0 t \, dt - \int_0^{\gamma/W_0} [q + (\bar{V}_{co}-q) \cos\gamma - \cos\theta + 1-q] \cdot \text{sen} W_0 t \, dt \quad (3.50)$$

$$C = [(\bar{V}_{co}-q) \text{sen}\gamma + \text{sen}\theta] \left[\frac{\text{sen} W_0 t}{W_0} \right]_0^{\gamma/W_0} - [(\bar{V}_{co}-q) \cos\gamma - \cos\theta + 1] \left[\frac{-\cos W_0 t}{W_0} \right]_0^{\gamma/W_0} \quad (3.51)$$

Então:

$$C = [(\bar{V}_{co}-q) \text{sen}\gamma + \text{sen}\theta] \frac{\text{sen}\gamma}{W_0} - [(\bar{V}_{co}-q) \cos\gamma - \cos\theta + 1] \frac{(1-\cos\gamma)}{W_0} \quad (3.52)$$

Retomando agora a equação (3.41), levando-se em conta que $T = \frac{2\pi}{W_0}$, obtém-se:

$$\bar{I}_O = \frac{W_0}{\pi} (A + B + C) \quad (3.53)$$

Substituindo as expressões para A, B e C em (3.53) ter-se-á:

$$\bar{I}_O = \frac{1}{\pi} \left\{ (\bar{V}_{co}-q) (1-\cos\gamma) + (\bar{V}_{co}-q) \text{sen}\gamma \cdot \text{sen}\theta + [1 + (\bar{V}_{co}-q) \cos\gamma] (1-\cos\theta) + [(\bar{V}_{co}-q) \text{sen}\gamma + \text{sen}\theta] \text{sen}\gamma - [(\bar{V}_{co}-q) \cos\gamma - \cos\theta + 1] (1-\cos\gamma) \right\} \quad (3.54)$$

Desenvolvendo-se a equação (3.54) com $V = (\bar{V}_{co} - q)$ e

$q = \cos \gamma$ [da eq. (3.40)]:

$$\begin{aligned} \pi \bar{I}_O &= V(1-q) + V \sin \gamma \cdot \sin \theta + [1 + V \cdot q] (1 - \cos \theta) + \\ &+ [V \sin \gamma + \sin \theta] \sin \gamma - [V \cdot q - \cos \theta + 1] (1 - q) \end{aligned} \quad (3.55)$$

$$\begin{aligned} \pi \bar{I}_O &= V(1-q) + V \sin \gamma \cdot \sin \theta + (1 - \cos \theta) + V \cdot q(1 - \cos \theta) + V \sin^2 \gamma + \\ &+ \sin \gamma \cdot \sin \theta - V \cdot q(1 - q) + \cos \theta (1 - q) - 1 + q \end{aligned} \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned} \pi \bar{I}_O &= V[1 - q + \sin \gamma \cdot \sin \theta + q(1 - \cos \theta) + \sin^2 \gamma - q(1 - q)] + \\ &+ 1 - \cos \theta + \sin \gamma \cdot \sin \theta + \cos \theta - q \cos \theta - 1 + q \end{aligned} \quad (3.57)$$

Substituindo $\sin^2 \gamma = 1 - q^2$ e $V = (\bar{V}_{co} - q)$:

$$\begin{aligned} \pi \bar{I}_O &= (\bar{V}_{co} - q) [1 - q + \sin \gamma \cdot \sin \theta + q - q \cos \theta + 1 - q^2 - q + q^2] + \\ &+ \sin \gamma \cdot \sin \theta + q(1 - \cos \theta) \end{aligned} \quad (3.58)$$

$$\pi \bar{I}_O = (\bar{V}_{co} - q) [2 - q(1 + \cos \theta) + \sin \gamma \cdot \sin \theta] + \sin \gamma \cdot \sin \theta + q(1 - \cos \theta) \quad (3.59)$$

$$\pi \bar{I}_O = \bar{V}_{co} [2 - q(1 + \cos \theta) + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta] + 2q + q^2(1 + \cos \theta) - q \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta +$$

$$+ \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta + q(1 - \cos \theta) \quad (3.60)$$

$$\pi \bar{I}_O = \bar{V}_{co} [2 - q(1 + \cos \theta) + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta] - q(1 + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta + \cos \theta) +$$

$$+ q^2(1 + \cos \theta) + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta \quad (3.61)$$

A tensão de pico do capacitor ficará:

$$\bar{V}_{co} = \frac{\pi \bar{I}_O + q(1 + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta + \cos \theta) - q^2(1 + \cos \theta) - \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta}{2 - q(1 + \cos \theta) + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta} \quad (3.62)$$

Verifica-se, no entanto, que:

$$q(1 + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta + \cos \theta) - q^2(1 + \cos \theta) - \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta = 0 \quad (3.63)$$

e

$$-q(1 + \cos \theta) + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta = 0 \quad (3.64)$$

- para qualquer valor de θ entre 0° e 180° .

Então, ter-se-á:

$$\boxed{\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \cdot \bar{I}_o} \quad (3.65)$$

ou

$$\boxed{\bar{I}_o = \frac{2}{\pi} \bar{V}_{co}} \quad (3.66)$$

onde: $\bar{I}_o = \frac{I_o}{\sqrt{C/L} \, V_i}$ (3.67)

b) Corrente de pico do diodo principal

É o valor máximo possível para a expressão da corrente (3.33) que atravessa o diodo D2 ou o D4 - no braço do tiristor-dual.

$$\bar{i}_{L2}(t) = \bar{I}_2 \cos W_o t - (q + \bar{V}_{c2}) \sin W_o t \quad (3.33)$$

O valor de pico acontecerá para $W_o t = 0$, conforme o plano-de-fase da figura 3.2. Então:

$$\bar{I}_{PD} = \bar{i}_{L2}(0) = \bar{I}_2 \quad (3.68)$$

Da equação (3.29) obtém-se:

$$\bar{I}_{PD} = (\bar{V}_{co} - q) \sin \gamma + \sin \theta \quad (3.69)$$

c) Corrente de pico do tiristor

É o valor máximo que ocorre para a expressão abaixo:

$$\bar{i}_{L1}(t) = \bar{I}_1 \cos W_o t + (1 - q + \bar{V}_{c1}) \sin W_o t \quad (3.13)$$

Calculando-se sua derivada e igualando-a a zero, tem-se o ângulo " $\omega_o t_m$ " para o qual $\bar{i}_{L1}(t_m)$ será máxima:

$$\frac{d}{dt} [\bar{i}_{L1}(t)] = -\bar{I}_1 \omega_o \sin \omega_o t + (1-q+\bar{V}_{c1}) \omega_o \cos \omega_o t = 0 \quad (3.70)$$

$$\bar{I}_1 \sin \omega_o t = (1-q+\bar{V}_{c1}) \cos \omega_o t \quad (3.71)$$

Portanto:

$$\tan \omega_o t_m = \frac{1-q+\bar{V}_{c1}}{\bar{I}_1} \quad (3.72)$$

Substituindo-se as expressões para \bar{I}_1 e \bar{V}_{c1} em (3.72), tem-se:

$$\omega_o t_m = \tan^{-1} \left[\frac{1+(\bar{V}_{co}-q) \cdot q}{(\bar{V}_{co}-q) \sin \gamma} \right] \quad \text{para } \bar{V}_{co} > q. \quad (3.73)$$

A restrição acima é uma imposição do conversor para o seu funcionamento no modo de condução contínua, já que com $\bar{V}_{co} \leq q$, a corrente na primeira etapa de funcionamento seria nula e o conversor entraria no modo de condução descontínua.

A corrente de pico no tiristor será dada por:

$$\bar{i}_{PT} = \bar{I}_1 \cos \omega_o t_m + (1-q+\bar{V}_{c1}) \sin \omega_o t_m \quad (3.74)$$

Substituindo-se as expressões para \bar{I}_1 e \bar{V}_{c1} , equação (3.15) e (3.13), obtém-se:

$$\bar{i}_{PT} = (\bar{V}_{co}-q) \sin \gamma \cdot \sin \omega_o t_m + [1+(\bar{V}_{co}-q)q] \sin \omega_o t_m$$

$$\text{para } q > 0,50 \quad (3.75)$$

E, para $q < 0,50$ tem-se, simplesmente:

$$\bar{I}_{PT} = \bar{I}_{PD} \quad (3.76)$$

Para o caso particular em que o ganho estático seja $q = 0,50$ ocorre o descrito a seguir.

A corrente de pico do tiristor (\bar{I}_{PT}) será igual à corrente de pico do diodo (\bar{I}_{PD}) até um determinado valor de \bar{V}_{CO} (tensão de pico do capacitor), a partir do qual a \bar{I}_{PT} será maior que a \bar{I}_{PD} , sendo então calculada pela expressão (3.75).

O valor de \bar{V}_{CO} , a partir do qual $\bar{I}_{PT} > \bar{I}_{PD}$, é calculado abaixo, conforme a figura 3.3.

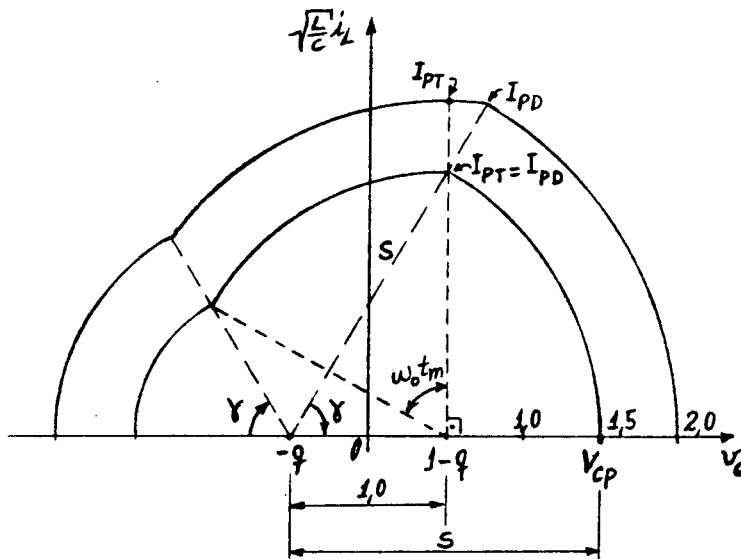


Fig. 3.3 - Plano-de-fase para $q = 0,50$: $\bar{V}_{CO} = 1,5$ e $\bar{V}_{CO} = 2,0$.

Desta figura obtém-se:

$$s \cdot \cos \gamma = 1 \quad \rightarrow \quad s = \frac{1}{\cos \gamma} = \frac{1}{q} \quad \rightarrow \quad s = \frac{1}{q}$$

$$\text{Então: } V_{cp} = s - q = \frac{1}{q} - q \quad \rightarrow \quad V_{cp} = \frac{1 - q^2}{q} \quad (3.77)$$

onde: V_{cp} = tensão de pico do capacitor a partir da qual a \bar{I}_{pT} começa a ser maior que a \bar{I}_{pD} .

d) Corrente média do tiristor

A forma de onda da corrente que percorre o tiristor é a seguinte:

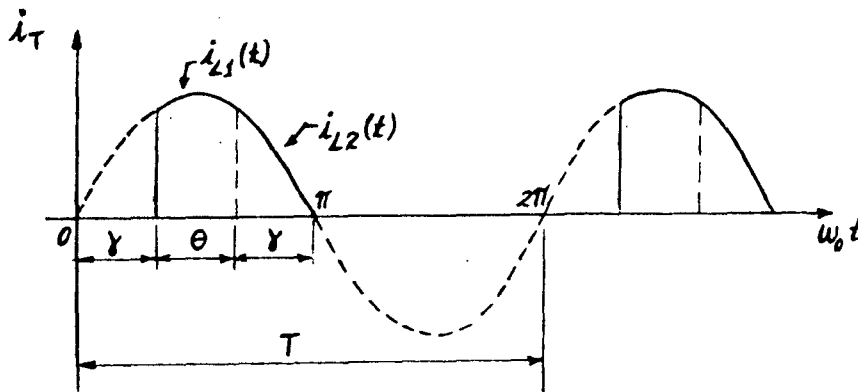


Fig. 3.4 - Corrente no tiristor (linha cheia).

O valor médio será:

$$\bar{I}_{Tmed} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\theta/W_o} \bar{i}_{L1}(t) dt + \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{L2}(t) dt \right\} \quad (3.78)$$

Então, das expressões (3.19) e (3.33):

$$\begin{aligned} \bar{I}_{Tmed} = \frac{W_o}{2\pi} & \int_0^{\theta/W_o} \left[\bar{I}_1 \cos W_o t + (1-q+\bar{V}_{c1}) \text{sen} W_o t \right] dt + \int_0^{\gamma/W_o} \left[\bar{I}_2 \cos W_o t - \right. \\ & \left. - (q + \bar{V}_{c2}) \text{sen} W_o t \right] dt \end{aligned} \quad (3.79)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{Tmed} = & \frac{W_o}{2\pi} \bar{I}_1 \left[\frac{\text{sen} W_o t}{W_o} \right]_0^{\theta/W_o} + (1-q+\bar{V}_{c1}) \left[-\frac{\cos W_o t}{W_o} \right]_0^{\theta/W_o} + \\ & + \bar{I}_2 \left[\frac{\text{sen} W_o t}{W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} - (q+\bar{V}_{c2}) \left[-\frac{\cos W_o t}{W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} \end{aligned} \quad (3.80)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{Tmed} = & \frac{1}{2\pi} \left[\bar{I}_1 (\text{sen} \theta) + (1-q+\bar{V}_{c1}) (1-\cos \theta) + \bar{I}_2 (\text{sen} \gamma) - \right. \\ & \left. - (q+\bar{V}_{c2}) (1-\cos \gamma) \right] \end{aligned} \quad (3.81)$$

Substituindo-se as expressões de \bar{I}_1 , \bar{I}_2 , \bar{V}_{c1} e \bar{V}_{c2} , obtém-se:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{Tmed} = & \frac{1}{2\pi} \left[\bar{V}_{co} (\text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta - q \cos \theta + 1) - q (\text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta + \cos \theta) + \right. \\ & \left. + q^2 \cos \theta + \text{sen} \gamma \cdot \text{sen} \theta \right] \end{aligned} \quad (3.82)$$

e) Corrente média no tiristor-dual

A forma de onda da corrente direta que percorre o tiristor-dual é a seguinte:

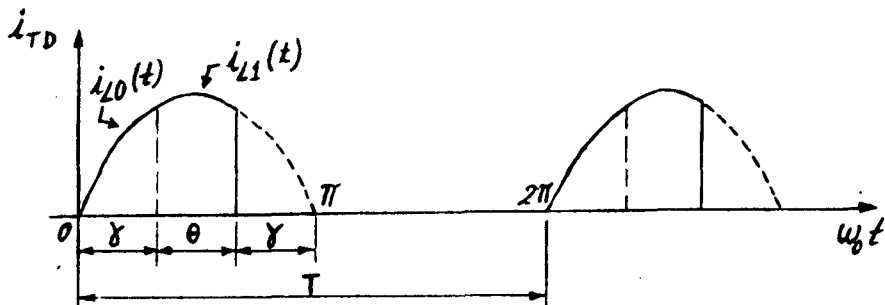


Fig. 3.5 - Corrente direta no tiristor-dual (linha cheia).

O valor médio será:

$$\bar{I}_{TDmed} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\gamma/W_0} \bar{I}_{Lo}(t) dt + \int_0^{\theta/W_0} \bar{I}_{Ll}(t) dt \right\} \quad (3.83)$$

Então, das equações (3.7) e (3.16):

$$\begin{aligned} \bar{I}_{TDmed} = \frac{W_0}{2\pi} \left\{ \int_0^{\gamma/W_0} (\bar{V}_{co}-q) \sin W_0 t dt + \int_0^{\theta/W_0} \left[\bar{I}_1 \cos W_0 t + \right. \right. \\ \left. \left. + (1-q+\bar{V}_{cl}) \sin W_0 t \right] dt \right\} \end{aligned} \quad (3.84)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_{TDmed} = \frac{W_0}{2\pi} \left\{ (V_{co}-q) \left[-\frac{\cos W_0 t}{W_0} \right]_0^{\gamma/W_0} + \bar{I}_1 \frac{\sin \theta}{W_0} + \right. \\ \left. + (1-q-\bar{V}_{cl}) \left(-\frac{1-\cos \theta}{W_0} \right) \right\} \end{aligned} \quad (3.85)$$

$$\bar{I}_{TDmed} = \frac{1}{2\pi} \left[(\bar{V}_{co}-q)(1-\cos \gamma) + \bar{I}_1 \sin \theta + (1-q+\bar{V}_{cl})(1-\cos \theta) \right] \quad (3.86)$$

Substituindo-se as expressões de \bar{I}_1 e \bar{V}_{cl} , obtém-se:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{TDmed} = \frac{1}{2\pi} \left[\bar{V}_{co}(\sin \gamma \cdot \sin \theta - q \cos \theta + 1) - q(\sin \gamma \cdot \sin \theta + 1) + \right. \\ \left. + q^2 \cdot \cos \theta - \cos \theta + 1 \right] \end{aligned} \quad (3.87)$$

f) Corrente média no diodo retificador

É a metade do valor da corrente média de carga, já que sua forma de onda é a seguinte:

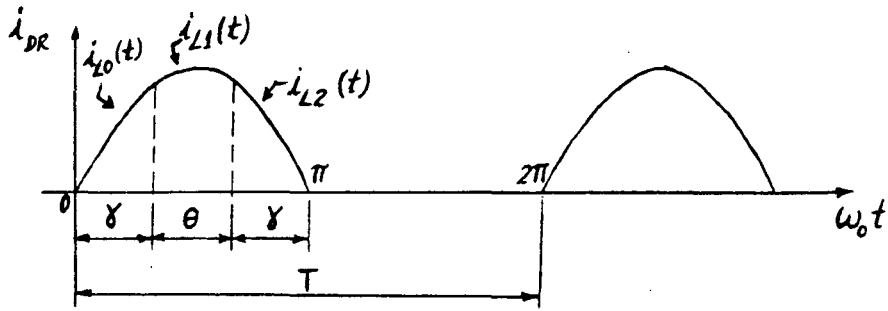


Fig. 3.6 - Corrente no diodo retificador.

Da expressão (3.66), tem-se:

$$\bar{I}_{DRmed} = \frac{1}{2} \bar{I}_O = \frac{1}{2} \frac{2}{\pi} \bar{V}_{co} \quad (3.88)$$

$$\bar{I}_{DRmed} = \frac{\bar{V}_{co}}{\pi} \quad (3.89)$$

g) Corrente média do diodo principal

É o valor médio da expressão da corrente que atravessa os diodos do braço do tiristor-dual (D2 ou D4).

$$\bar{I}_{Dmed} = \frac{W_O}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_O} \bar{i}_{L2}(t) \quad (3.90)$$

Pela expressão (3.33):

$$\bar{I}_{Dmed} = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \left[\bar{I}_2 \cos W_o t - (q + \bar{V}_{c2}) \sin W_o t \right] dt \quad (3.91)$$

$$\bar{I}_{Dmed} = \frac{W_o}{2\pi} \bar{I}_2 \left[\frac{\sin W_o t}{W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} - \frac{W_o}{2\pi} (q + \bar{V}_{c2}) \left[-\frac{\cos W_o t}{W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} \quad (3.92)$$

$$\therefore \bar{I}_{Dmed} = \frac{1}{2\pi} \left[\bar{I}_2 \sin \gamma - (q + \bar{V}_{c2}) (1 - q) \right] \quad (3.93)$$

onde: \bar{I}_2 e \bar{V}_{c2} são dadas pelas expressões (3.29) e (3.25), respectivamente.

h) Corrente eficaz do tiristor

Da figura 3.4 verifica-se que o valor eficaz da corrente do tiristor é dado por:

$$\bar{I}_{Tef}^2 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\theta/W_o} \bar{i}_{L1}^2(t) dt + \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{L2}^2(t) dt \quad (3.94)$$

Sejam:

$$A1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\theta/W_o} \bar{i}_{L1}^2(t) dt \text{ e } B1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{L2}^2(t) dt \quad (3.95)$$

Desenvolvendo-se A1 e B1 utilizando-se as expressões (3.19)

e (3.33)- ver Apêndice B - chega-se a:

$$A1 = \frac{1}{4\pi} \left[\bar{I}_1^2 \left(\theta + \frac{\text{sen}2\theta}{2} \right) + 2\bar{I}_1 (1-q+\bar{V}_{c1}) \text{sen}^2\theta + (1-q+\bar{V}_{c1})^2 \left(\theta - \frac{\text{sen}2\theta}{2} \right) \right] \quad (3.96)$$

$$B1 = \frac{1}{4\pi} \left[\bar{I}_2^2 \left(\gamma + \frac{\text{sen}2\gamma}{2} \right) - 2\bar{I}_2 (q+\bar{V}_{c2}) \text{sen}^2\gamma + (q+\bar{V}_{c2})^2 \left(\gamma - \frac{\text{sen}2\gamma}{2} \right) \right] \quad (3.97)$$

onde \bar{I}_1 , \bar{V}_{c1} , \bar{I}_2 e \bar{V}_{c2} são dadas em função de q e \bar{V}_{co} , pelas expressões (3.15), (3.13), (3.32) e (3.28), respectivamente.

Portanto, a corrente eficaz do tiristor valerá:

$$\bar{I}_{Tef} = \sqrt{A1 + B1} \quad (3.98)$$

onde $A1$ e $B1$ são dadas pelas expressões (3.96) e (3.97), respectivamente.

i) Corrente eficaz no tiristor-dual

Da figura 3.5 verifica-se que o valor eficaz da corrente direta no tiristor-dual é dado por:

$$\bar{I}_{TDef}^2 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{Lo}^2(t) dt + \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\theta/W_o} \bar{i}_{L1}^2(t) dt \quad (3.99)$$

Sejam:

$$C1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{Lo}^2(t) dt \quad \text{e} \quad A1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\theta/W_o} \bar{i}_{L1}^2(t) dt \quad (3.100)$$

Observe-se que A_1 já está resolvida e é dada pela expressão (3.96). Desenvolvendo-se C_1 - ver Apêndice B -, obtém-se:

$$C_1 = \frac{1}{4\pi} (\bar{V}_{co} - q)^2 \left(\gamma - \frac{\sin 2\gamma}{2} \right) \quad (3.101)$$

Assim, a corrente eficaz no tiristor-dual valerá:

$$\bar{I}_{TDef} = \sqrt{A_1 + C_1} \quad (3.102)$$

onde A_1 e C_1 são dadas pelas equações (3.96) e (3.101) respectivamente.

j) Corrente eficaz do diodo principal

É calculada para o valor mais elevado, que ocorre para a condução dos diodos do braço do tiristor-dual. A expressão para tal corrente é dada pela equação (3.30). Obtém-se, então

$$\bar{I}_{Def}^2 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{L2}^2(t) dt \quad (3.103)$$

Esta expressão coincide com a parcela B_1 da corrente eficaz do tiristor, dada pela equação (3.97). Assim:

$$\bar{I}_{Def} = \sqrt{B_1} \quad (3.104)$$

k) Corrente eficaz do diodo retificador

A forma de onda da corrente que percorre cada diodo retificador é dada na figura 3.6. O seu valor eficaz será dado por:

$$\bar{i}_{DRef}^2 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{Lo}^2(t) dt + \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\theta/W_o} \bar{i}_{L1}^2(t) dt + \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{L2}^2(t) dt \quad (3.105)$$

Ora, tais parcelas coincidem com as expressões para $C1$, $A1$ e $B1$, respectivamente equações (3.105), (3.95) e (3.97). Então,

$$\bar{I}_{DRef} = \sqrt{A1 + B1 + C1} \quad (3.106)$$

1) Corrente eficaz no circuito ressonante

O valor eficaz da corrente que percorre o indutor e o capacitor ressonantes é dado por:

$$\bar{I}_{Lef} = \sqrt{2 \cdot I_{DRef}^2} \quad (3.107)$$

ou

$$I_{Lef} = \sqrt{2} \cdot I_{DRef} \quad (3.108)$$

3.3.2. Funcionamento no modo descontinuo

Observando-se o plano de fase na fig.3.2 e tendo em conta que a tensão de pico do capacitor ressonante é proporcional à corrente média de carga (eq. 3.65) haverá um valor mínimo desta para o qual a tensão de pico do capacitor (V_{co}) igualará a tensão de carga (V_o). Nesta situação a primeira etapa de cada semi-ciclo ocorrerá com corrente ressonante nula e tensão do capacitor ressonante constante. Esta situação caracteriza o modo

de operação em condução descontínua.

De fato, pela expressão (3.15) que determina o valor da corrente ressonante ao final da 1ª etapa, tem-se, para condução descontínua:

$$\bar{I}_1 = (\bar{V}_{co} - q) \text{ sen } \gamma = 0 \quad (3.109)$$

Como o ângulo γ é, sempre maior que zero, obtém-se:

$$\bar{V}_{co} = q$$

ou:

$$V_{co} = V_o \quad (3.110)$$

Esta é a fronteira entre a condução contínua e a descontínua. Portanto a condução descontínua será caracterizada por:

$$\boxed{\bar{V}_{co} \leq q} \quad \text{ou} \quad \boxed{V_{co} \leq V_o} \quad (3.111)$$

De outro modo, substituindo a equação (3.65) em (3.111), tem-se:

$$\frac{\pi}{2} \bar{I}_o \leq q \quad (3.112)$$

$$\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_o}{\sqrt{C/L} R_L V_i} \leq \frac{V_o}{V_i} \quad (3.113)$$

Fazendo $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R_L}$ e denominando-o de fator de qualidade do conversor, obtém-se como condição para a descontinuidade:

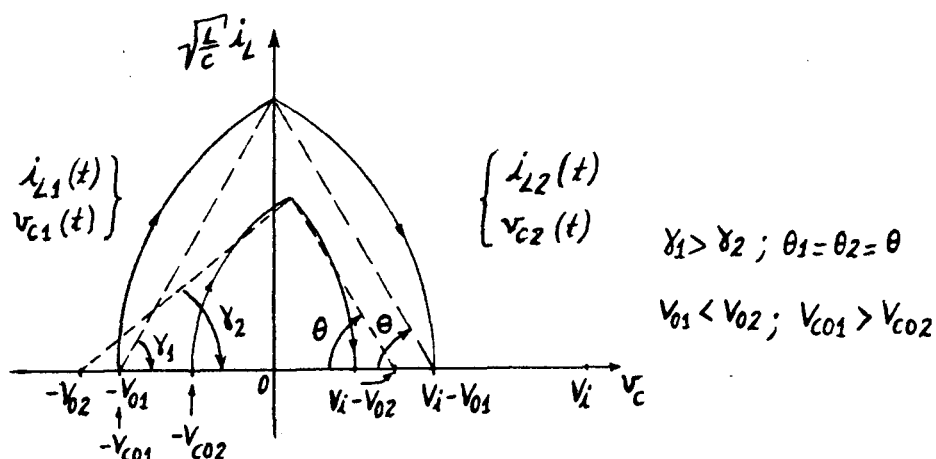
$$\boxed{Q \leq \frac{2}{\pi} \approx 0,637} \quad (3.114)$$

ou, ainda:

$$R_L \geq \frac{\pi}{2} \sqrt{L/C}$$

(3.115)

O plano-de-fase para condução descontínua é dado na figura 3.7.



Dif. 3.7 - Plano-de-fase para condução descontínua; $q_1 = 0,50$; $q_2 = 0,61$.

A corrente descontínua e a correspondente tensão do capacitor ressonante assumirão as formas apresentadas na figura 3.8.

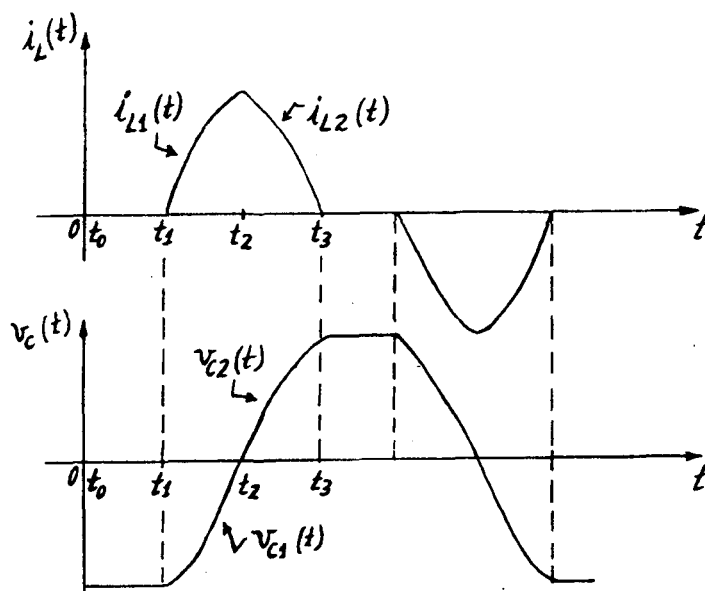


Fig. 3.8 - Tensão e corrente ressonantes no modo descontínuo.

3.3.3. Análise da operação no modo descontínuo

O modo de operação em condução descontínua é caracterizado por equações que descrevem o comportamento da tensão no capacitor e corrente no indutor, apenas nas etapas segunda (2ª) e terceira (3ª), já que na primeira (1ª) etapa a corrente permanece nula.

A principal diferença entre os dois modos de operação é que na condução contínua os ângulos de controle " θ " e " γ " permanecem constantes independentemente de variações de carga. Já na condução descontínua o ângulo " γ " variará em função da carga, permanecendo constante apenas o ângulo " θ ", imposto pelo circuito de controle, conforme se pode verificar no plano-de-fase da figura 3.7.

A seguir são desenvolvidas as equações que caracterizam o comportamento das grandezas ressonantes no modo descontínuo, em regime permanente (vide figura 3.8).

1ª ETAPA - intervalo (t_0 , t_1):

A corrente ressonante é nula durante esta etapa. Assim:

$$\bar{i}_{Lo}(t) = 0 \quad (3.116)$$

$$\bar{v}_{co}(t) = -\bar{V}_{co} \quad (3.117)$$

2ª ETAPA - intervalo (t_1 , t_2):

A partir das expressões gerais do método do plano-de-fase, conforme Apêndice A, obtém-se:

$$v_{cl}(t) = -(V_i - V_o + V_{co}) \cos \omega_o t + \sqrt{L/C} I_L(o) \sin \omega_o t + (V_i - V_o) \quad (3.118)$$

Colocando-se na forma normalizada e levando-se em conta que $I_L(0) = 0$, tem-se:

$$\bar{v}_{c1}(t) = (q-1-\bar{V}_{co})\cos W_o t + 1 - q \quad (3.119)$$

Do mesmo modo:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} i_{L1}(t) = \sqrt{\frac{L}{C}} I_L(0)\cos W_o t + (V_i - V_o - V_{co})\sin W_o t \quad (3.120)$$

$$\bar{i}_{L1}(t) = (1-q+\bar{V}_{co})\sin W_o t \quad (3.121)$$

Para o instante $t = t_2$, $W_o t_2 = \theta$. Assim:

$$\bar{v}_{c1}(t_2) = \bar{v}_{c2} = (q-1-\bar{V}_{co})\cos\theta + 1-q \quad (3.122)$$

$$\bar{i}_{L1}(t_2) = \bar{i}_2 = (1-q+\bar{V}_{co})\sin\theta \quad (3.123)$$

3ª ETAPA - intervalo (t_2, t_3) :

Das equações gerais do plano-de-fase, obtém-se:

$$v_{c2}(t) = -(-V_o - V_{c2})\cos W_o t + \sqrt{\frac{L}{C}} I_2 \sin W_o t + (-V_o) \quad (3.124)$$

$$\bar{v}_{c2}(t) = (q+\bar{V}_{c2})\cos W_o t + \bar{i}_2 \sin W_o t - q \quad (3.125)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} i_{L2}(t) = \sqrt{\frac{L}{C}} I_2 \cos W_o t + (-V_o - V_{c2}) \sin W_o t \quad (3.126)$$

$$\bar{i}_{L2}(t) = \bar{i}_2 \cos W_o t - (q+\bar{V}_{c2}) \sin W_o t \quad (3.127)$$

Para o instante $t = t_3$, $W_0 t_3 = \gamma$. Assim:

$$\bar{v}_{c2}(t_3) = \bar{v}_{co} = (q + \bar{v}_{c2})\cos\gamma + \bar{I}_2\text{sen}\gamma - q \quad (3.128)$$

$$\bar{i}_{L2}(t_3) = 0 = \bar{I}_2\cos\gamma - (q + \bar{v}_{c2})\text{sen}\gamma \quad (3.129)$$

Substituindo-se as expressões de \bar{v}_{c2} (3.122) e \bar{I}_2 (3.123) em (3.128), obtém-se:

$$\bar{v}_{co} = (q + (q - 1 - \bar{v}_{co})\cos\theta + 1 - q)\cos\gamma + (1 - q + \bar{v}_{co})\text{sen}\theta \cdot \text{sen}\gamma - q \quad (3.130)$$

$$\bar{v}_{co} = q\cos(\gamma + \theta) - \bar{v}_{co}\cos(\gamma + \theta) - \cos(\gamma + \theta) + \cos\gamma - q \quad (3.131)$$

$$\bar{v}_{co}[1 - \cos(\gamma + \theta)] = q[-1 + \cos(\gamma + \theta)] - \cos(\gamma + \theta) + \cos\gamma \quad (3.132)$$

Fazendo-se o mesmo em relação à expressão (3.129):

$$0 = (1 - q + \bar{v}_{co})\text{sen}\theta \cdot \cos\gamma - [q + (q - 1 - \bar{v}_{co})\cos\theta + 1 - q]\text{sen}\gamma \quad (3.133)$$

$$0 = -q \cdot \text{sen}(\gamma + \theta) + \bar{v}_{co}\text{sen}(\gamma + \theta) + \text{sen}(\gamma + \theta) - \text{sen}\gamma \quad (3.134)$$

$$\boxed{q = \bar{v}_{co} + 1 - \frac{\text{sen}\gamma}{\text{sen}(\gamma + \theta)}} \quad (3.135)$$

Esta é a expressão para o ganho estático "q" no modo de operação em condução descontínua. Na fronteira entre os dois modos de operação tem-se que: $q = \bar{v}_{co}$, conforme (3.110). De fato, em tal situação: $\gamma + \theta = \pi - \gamma$. Assim:

2A-11

$$q = \bar{V}_{co} + 1 - \frac{\text{sen} \gamma}{\text{sen}(\pi - \gamma)} = \bar{V}_{co} + 1 - \frac{\text{sen} \gamma}{\text{sen} \gamma} = \bar{V}_{co} \quad (3.136)$$

Para obter-se uma expressão para a tensão de pico do capacitor \bar{V}_{co} , em função apenas dos ângulos " γ " (gama) e " θ " (theta), substitui-se a expressão de q (3.135) em (3.132). Assim:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{co} \left[1 + \cos(\gamma + \theta) \right] &= \left[\bar{V}_{co} + 1 - \frac{\text{sen} \gamma}{\text{sen}(\gamma + \theta)} \right] \cdot \left[-1 + \cos(\gamma + \theta) \right] - \\ &- \cos(\gamma + \theta) + \cos \gamma \end{aligned} \quad (3.137)$$

Desenvolvendo-se tal expressão, obtém-se:

$$\bar{V}_{co} = \frac{1}{2} \left[\cos \gamma - \frac{\text{sen} \gamma}{\text{tg}(\gamma + \theta)} + \frac{\text{sen} \gamma}{\text{sen}(\gamma + \theta)} - 1 \right] \quad (3.138)$$

Esta expressão mostra que a tensão de pico do capacitor só depende da variável de controle " θ " e da variável interna " γ ", a qual depende somente da carga, para um dado ângulo de controle " θ ", no modo descontínuo.

3.3.4. Característica externa teórica

Conhecidos os resultados analíticos dos dois modos de operação possíveis para o conversor série ressonante operando na frequência de ressonância, pode-se traçar, agora, a curva teórica normalizada $q \times \bar{V}_{co}$, como aparece na figura 3.9, parametrizada em θ/π .

Verifica-se que, no modo contínuo, a regulação de tensão é excelente, o que já não acontece no modo descontínuo. E para maiores valores do ganho estático a influência da condução des-

contínua é mais acentuada.

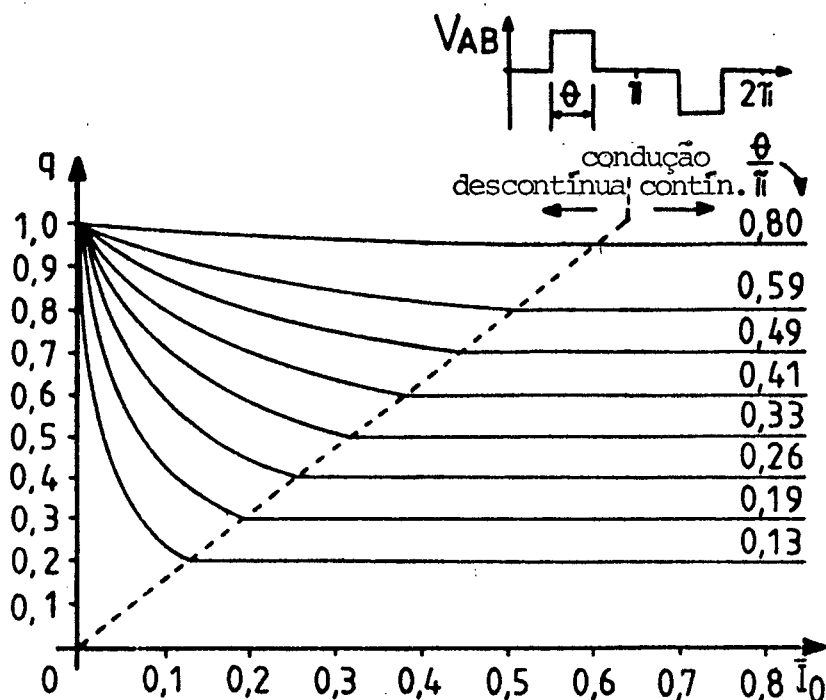


Fig. 3.9 - Característica externa normalizada teórica.

3.3.5. Corrente média na carga

Sabe-se que na condução contínua vale a relação, entre a tensão de pico do capacitor ressonante e a corrente média de carga, dada abaixo:

$$\bar{V}_{CO} = \frac{\pi}{2} \cdot \bar{I}_O \quad (3.139)$$

A seguir é demonstrado que tal relação é verdadeira, também, para a condução descontínua. Pela figura 3.8, a corrente média de carga é dada por:

$$\bar{I}_O = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\theta/\omega_0} \bar{i}_{L1}(t) dt + \int_0^{\gamma/\omega_0} \bar{i}_{L2}(t) dt \right] \quad (3.140)$$

Substituindo-se as expressões de $\bar{I}_{L1}(t)$ (3.121) e $\bar{I}_{L2}(t)$ (3.127) em (3.140), tem-se:

$$\bar{I}_O = \frac{2W_O}{2\pi} \left[\int_0^{\theta/W_O} (1-q+\bar{V}_{CO}) \text{sen}W_O t \, dt + \int_0^{\gamma/W_O} \bar{I}_2 \cos W_O t - (q+\bar{V}_{C2}) \text{sen}W_O t \, dt \right] \quad (3.141)$$

Desenvolvendo-se separadamente as integrais:

$$A = \int_0^{\theta/W_O} (1-q+\bar{V}_{CO}) \text{sen}W_O t \, dt \quad (3.142)$$

$$A = (1-q+\bar{V}_{CO}) \left[-\frac{\cos W_O t}{W_O} \right]_0^{\theta/W_O} \quad (3.143)$$

$$A = (1-q+\bar{V}_{CO}) \left(\frac{1}{W_O} - \frac{\cos \theta}{W_O} \right) \quad (3.144)$$

$$B = \int_0^{\gamma/W_O} \left[\bar{I}_2 \cos W_O t - (q+\bar{V}_{C2}) \text{sen}W_O t \right] dt \quad (3.145)$$

$$B = \bar{I}_2 \left[\frac{\text{sen}W_O t}{W_O} \right]_0^{\gamma/W_O} - (q+\bar{V}_{C2}) \left[-\frac{\cos W_O t}{W_O} \right]_0^{\gamma/W_O} \quad (3.146)$$

$$B = \bar{I}_2 \frac{\text{sen} \gamma}{W_O} - (q+\bar{V}_{C2}) \left(\frac{1}{W_O} - \frac{\cos \gamma}{W_O} \right) \quad (3.147)$$

Retomando-se a expressão da corrente média de carga com as integrais desenvolvidas, tem-se:

$$\bar{I}_O = \frac{W_O}{\pi} (A+B) = \frac{1}{\pi} \left[(1-q+\bar{V}_{CO}) (1-\cos \theta) + \bar{I}_2 \text{sen} \gamma - (q+\bar{V}_{C2}) (1-\cos \gamma) \right] \quad (3.148)$$

Substituindo-se as expressões de \bar{I}_2 (3.123) e \bar{V}_{c2} (3.122) em (3.148), obtém-se:

$$\begin{aligned} \pi \bar{I}_O &= (1-q+\bar{V}_{co}) (1-\cos\theta) + (1-q+\bar{V}_{co}) \text{sen}\theta \cdot \text{sen}\gamma - \\ &- [q+(q-1-\bar{V}_{co})\cos\theta+1-q] \cdot (1-\cos\gamma) \end{aligned} \quad (3.149)$$

Ao ser desenvolvida tal expressão, chega-se a:

$$\pi \bar{I}_O = \bar{V}_{co} - \cos(\gamma+\theta) + q \cos(\gamma+\theta) - \bar{V}_{co} \cos(\gamma+\theta) + \cos\gamma - q \quad (3.150)$$

A substituição da expressão de q (3.135), leva a:

$$\begin{aligned} \pi \bar{I}_O &= \bar{V}_{co} - \cos(\gamma+\theta) + \left[\bar{V}_{co} + 1 - \frac{\text{sen}\gamma}{\text{sen}(\gamma+\theta)} \right] \cos(\gamma+\theta) - \\ &- \bar{V}_{co} \cos(\gamma+\theta) + \cos\gamma - \left[\bar{V}_{co} + 1 - \frac{\text{sen}\gamma}{\text{sen}(\gamma+\theta)} \right] \end{aligned} \quad (3.151)$$

$$\begin{aligned} \pi \bar{I}_O &= \bar{V}_{co} - \cos(\gamma+\theta) + \bar{V}_{co} \cos(\gamma+\theta) + \cos(\gamma+\theta) - \frac{\text{sen}\gamma}{\text{tg}(\gamma+\theta)} - \\ &- \bar{V}_{co} \cos(\gamma+\theta) + \cos\gamma - \bar{V}_{co} - 1 + \frac{\text{sen}\gamma}{\text{sen}(\gamma+\theta)} \end{aligned} \quad (3.152)$$

$$\pi \bar{I}_O = \cos\gamma - \frac{\text{sen}\gamma}{\text{tg}(\gamma+\theta)} + \frac{\text{sen}\gamma}{\text{sen}(\gamma+\theta)} - 1 \quad (3.153)$$

Comparando-se o lado direito desta equação com a expressão (3.138), chega-se a:

$$\pi \bar{I}_O = 2 \bar{V}_{co} \quad (3.154)$$

$$\therefore \quad \boxed{\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \cdot \bar{I}_o} \quad (3.155)$$

A figura 3.10 apresenta esta relação teórica entre \bar{V}_{co} e \bar{I}_o .

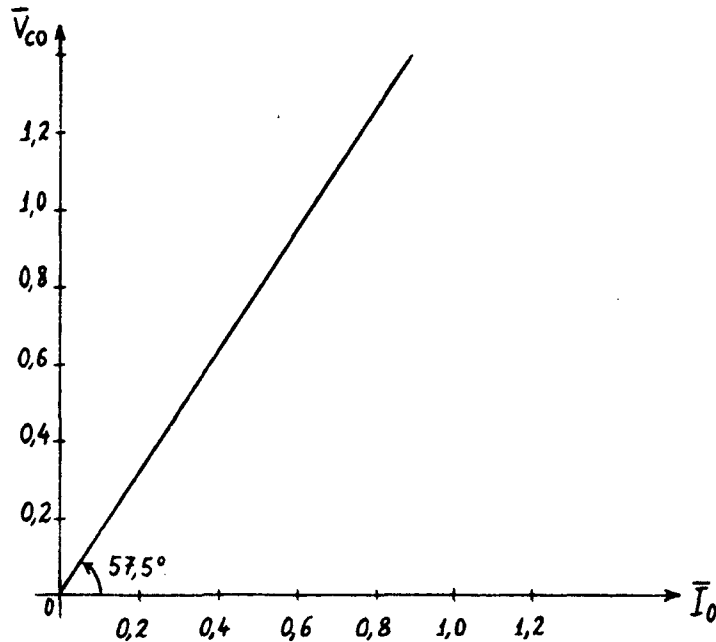


Fig. 3.10 - Proporcionalidade entre V_{co} e I_o .

3.3.6. Fator de qualidade do conversor

Para estabelecer-se a expressão do fator de qualidade do circuito do conversor, parte-se da relação de igualdade entre as potências de entrada e de saída.

$$P_{in} = P_{out} \quad (3.156)$$

$$V_i \cdot I_{imed} = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (3.157)$$

A corrente média de entrada (I_{imed}) é dada pela integral de parte da corrente ressonante - $i_{L1}(t)$ - sobre meio-período, o

que coincide com a expressão dada por A (3.144):

$$I_{imed} = \bar{I}_{imed} \sqrt{\frac{C}{L}} V_i = \frac{W_o}{\pi} (1-q+\bar{V}_{co}) \left(\frac{1-\cos\theta}{W_o} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} V_i \quad (3.158)$$

Substituindo-se esta expressão em (3.157), tem-se:

$$\frac{1}{\pi} (1-q+\bar{V}_{co}) (1-\cos\theta) \sqrt{\frac{C}{L}} V_i^2 = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (3.159)$$

Com $q = V_o/V_i$ e fazendo-se $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R_L}$, fica:

$$\pi Q \cdot q^2 = (1-q+\bar{V}_{co}) (1-\cos\theta) \quad (3.160)$$

$$Q = \frac{(1-q+\bar{V}_{co}) (1-\cos\theta)}{\pi q^2} \quad \text{para } Q \leq \frac{2}{\pi} \quad (3.161)$$

Esta expressão relaciona o fator de qualidade "Q" com as demais grandezas manipuladas pelo conversor, no modo de operação em condução descontínua.

Na figura 3.11 apresenta-se o comportamento do ganho estático "q" em relação ao fator de qualidade do conversor, em curvas parametrizadas no ângulo de controle "θ", normalizado.

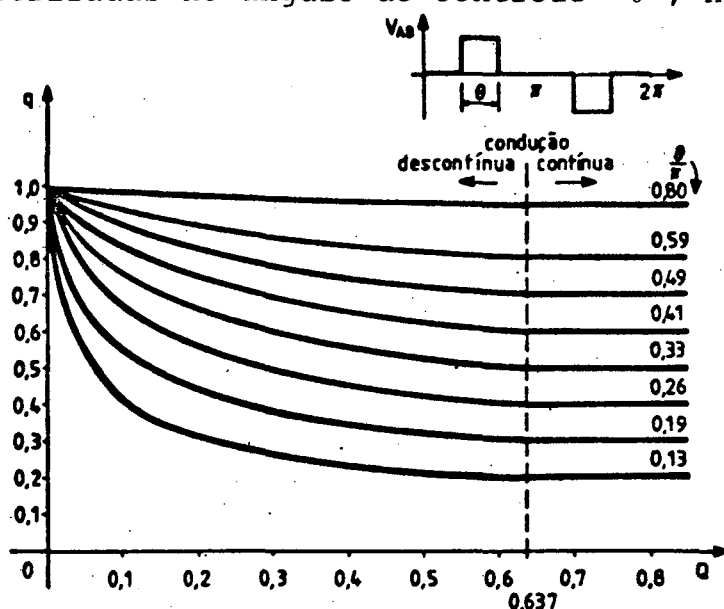


Fig. 3.11 - Ganho estático versus fator de qualidade do CSR.

Verifica-se que no modo de operação em condução contínua, o ganho estático "q" torna-se independente do fator de qualidade, passando a depender somente do ângulo de controle " θ ", conforme assegura a expressão (3.40) - para a condução contínua:

$$q = \cos \gamma = \cos \left(\frac{\pi - \theta}{2} \right) \quad (3.162)$$

E o fator de qualidade passa a ser diretamente proporcional à tensão de pico do capacitor ressonante, para cada ângulo de controle imposto, conforme se verifica a seguir.

$$\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \bar{I}_o \quad (3.163)$$

$$\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \frac{I_o}{\sqrt{C/L}} V_i \quad (3.164)$$

$$\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L/C} \cdot \frac{1}{R_L} \cdot \frac{V_o}{V_i} \quad (3.165)$$

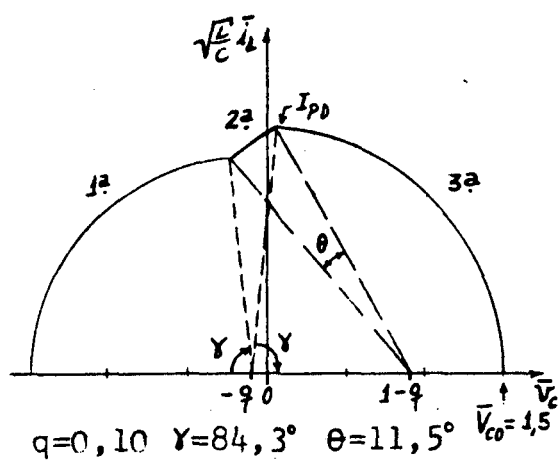
Como $q = V_o/V_i$ e $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R_L}$, tem-se:

$$\boxed{Q = \frac{2}{\pi} \frac{\bar{V}_{co}}{q}} \quad (3.166)$$

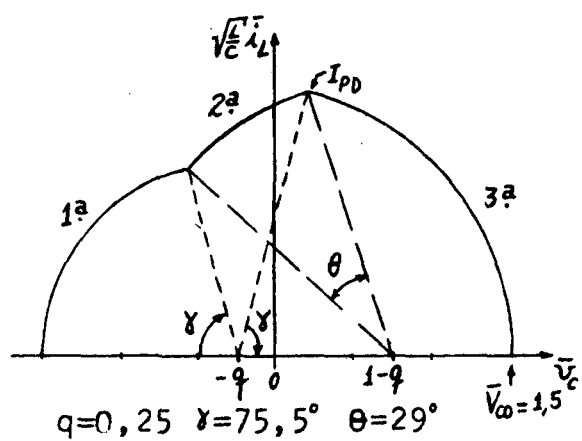
3.4. COMPORTAMENTO DO CONVERSOR PARA DIFERENTES "q"

Na figura 3.12 são apresentados planos-de-fase representando o comportamento do CSR, operando na frequência ressonante, para diferentes valores do ganho "q" e mesma corrente média de carga, isto é, mesmo valor de \bar{V}_{co} .

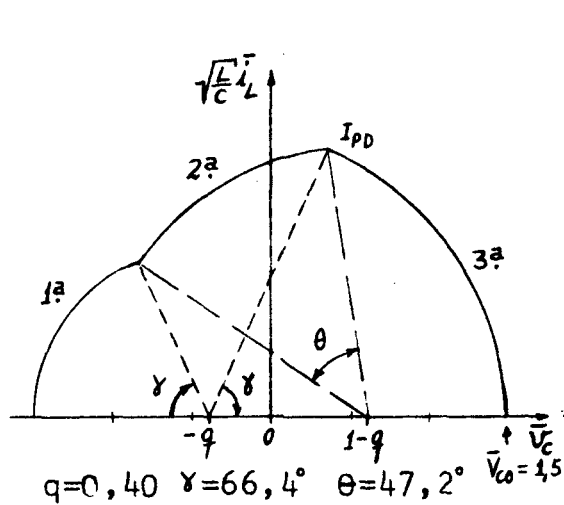
Verifica-se que, para um dado valor de "q", à medida que a corrente média de carga cresce o plano de fase é ampliado, e



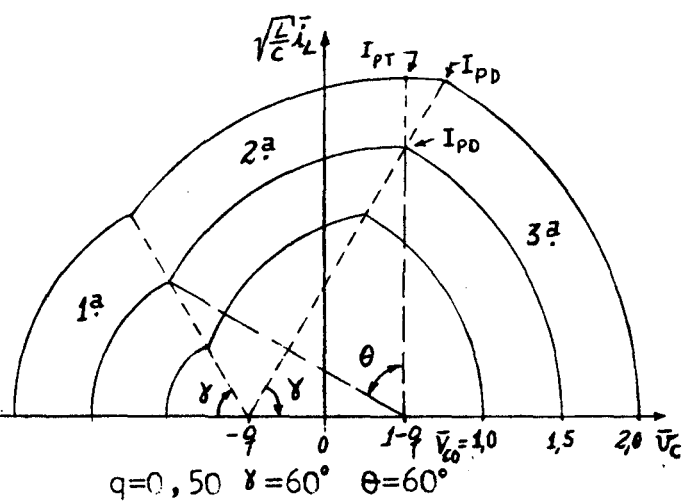
(a)



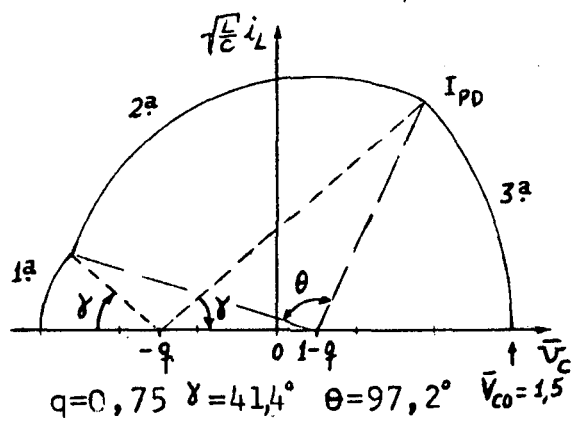
(b)



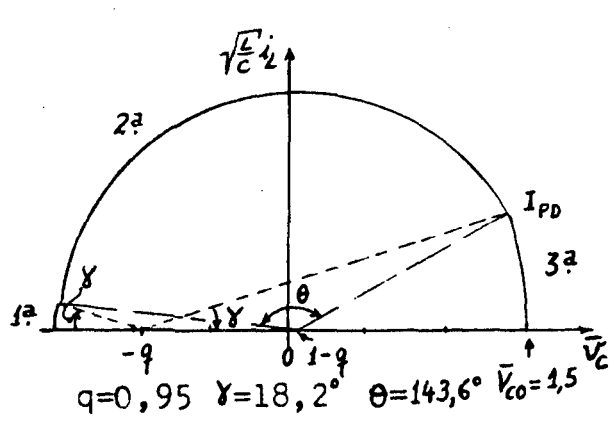
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. 3.12 - Plano-de-fase para diversos valores de "q".

no caso contrário ele encolhe, mantendo a mesma forma (vide fig. 3.12-d).

A mínima corrente média de carga, para um dado valor de "q", corresponderá a uma tensão de pico no capacitor ressonante (\bar{V}_{co}) no mínimo igual a "q". Este valor, tecnicamente, manterá a estrutura oscilando no modo de operação em condução contínua.

As etapas de funcionamento do conversor estão representadas no plano-de-fase como 1ª (T2 e D3) 2ª (T1 e T2) e 3ª (T1 e D4).

A corrente de pico do diodo (IPD) em anti-paralelo com os tiristores está indicada na figura. Ela é crescente para $q < 0,5$ e decrescente para $q > 0,5$, como se verifica na figura 3.12. O ábaco de $q \times IPD$ também demonstra tal característica da IPD.

No caso do tiristor, a sua corrente de pico (IPT) é igual à IPD até um determinado valor da tensão de pico do capacitor, a partir do qual IPT ficará maior que IPD. Isto para um valor de $q = 0,50$. Ver figura 3.12-d.

3.5. ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

O processo de comutação dos interruptores será agora analisado, levando-se em conta a utilização de transistores MOS-FET's no lugar dos tiristores. O uso de tais dispositivos permite a operação do conversor em frequências bem mais elevadas que no caso do uso de tiristores. Além disso, o fenômeno da comutação, por ser bem mais rápido (algumas centenas de nanosegundos), pode, realmente, ser desconsiderado, como aliás foi feito, na análise matemática do conversor.

No funcionamento do CSR operando na frequência ressonante, dois tipos de comutação ocorrem:

- a) comutação de D3 para T1 (ou de D1 para T3) no braço nº 1;
- b) comutação de T2 para D4 (ou de T4 para D2) no braço nº 2.

Durante a comutação, por ser muito rápido o fenômeno, a carga e o circuito ressonante podem ser representados por uma fonte de corrente constante (I).

3.5.1. Comutação no braço nº 1

Seja a figura abaixo:

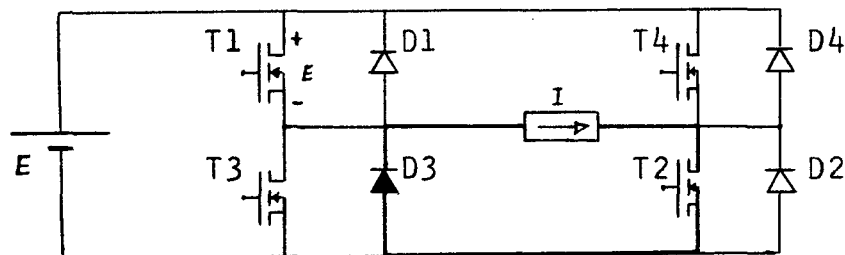


Fig. 3.13 - Instante de comutação de D3 para T1.

Nesta figura verifica-se que durante a comutação, a corrente em T1 estaria crescendo com tensão V_{DS} alta ($=E$), pois D3 ainda estaria conduzindo com tensão nula. As perdas seriam muito elevadas, com comutação dissipativa.

A solução para tal problema é desacoplar a corrente no transistor da sua tensão, o que se consegue com um pequeno in-

ductor in series with the interrupter, conforming to the following figure.

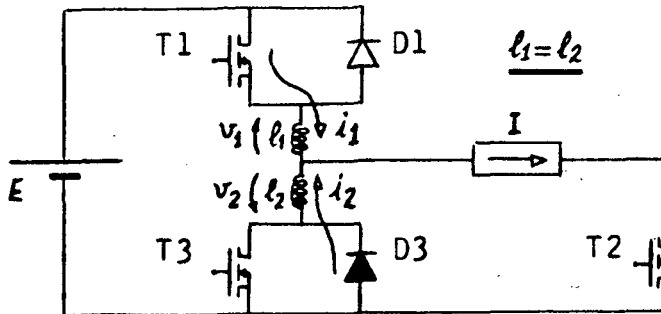


Fig. 3.14 - Comutation with commutation inductor.

The following equations hold:

$$E = v_1 - v_2 \quad (3.167)$$

$$I = i_1 + i_2 \quad (3.168)$$

During the commutation the two inductors assume the source voltage. Thus:

$$v_1 = \frac{E}{2} \quad v_2 = -\frac{E}{2} \quad (3.169)$$

In this way the transistor will assume the current of D3 with zero voltage, therefore, without significant losses.

The following equivalent circuits hold during the commutation:

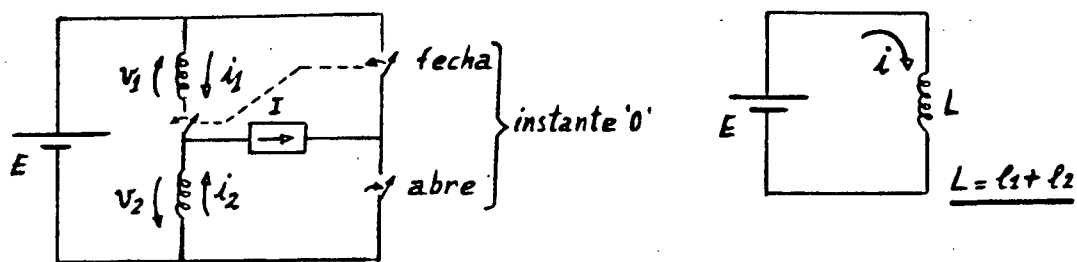


Fig. 3.15 - Circuitos equivalentes para a comutação.

A evolução das correntes e tensões nos indutores de comutação está representada na figura abaixo:

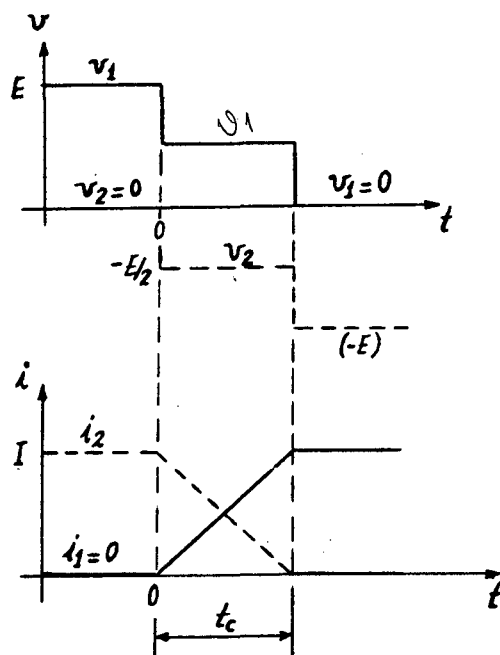


Fig. 3.16 - Correntes e tensões nos indutores de comutação.

Da fig. 3-15-b, tem-se a seguinte relação para o cálculo do valor dos indutores:

$$E = L \frac{di}{dt} = L \frac{d}{dt} \left(\frac{I}{t_c} t \right) = L \frac{I}{t_c} \quad (3.170)$$

Assim:

$$L = \frac{E}{I} t_c \quad \text{e} \quad \ell_1 = \ell_2 = \frac{L}{2} \quad (3.171)$$

3.5.2. Comutação no braço nº 2

Seja a figura abaixo:

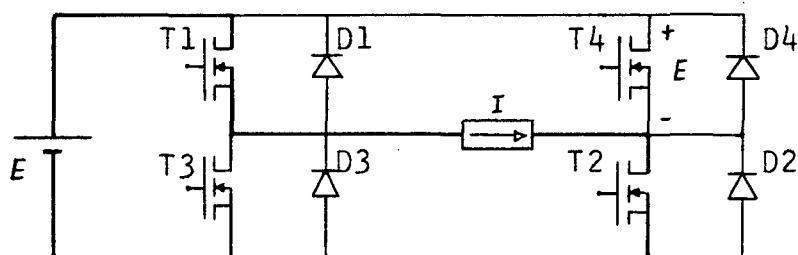


Fig. 3.17 - Instante de comutação de T2 para D4.

Logo após o comando de bloqueio de T2 sua tensão começaria a crescer até "E" enquanto a corrente através dele estaria constante, já que o diodo D4 ainda estaria bloqueado e só entraria em condução depois que a tensão em T2 atingisse o valor "E". As perdas seriam, também neste caso, muito elevadas.

Analogamente ao caso anterior, mas tendo em vista a dualidade dos fenômenos, a solução para tal problema é colocar-se um pequeno capacitor em paralelo com o transistor, conforme a figura a seguir.

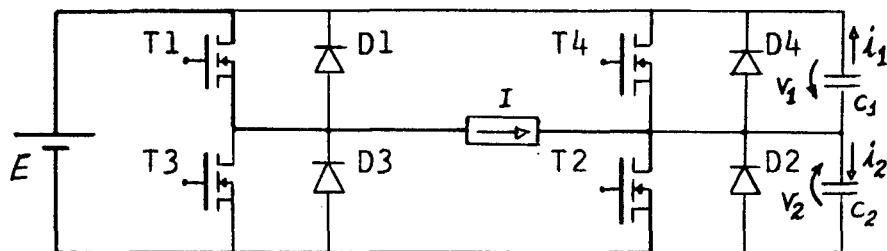


Fig. 3.18 - Comutação com capacitores de comutação.

Valem as seguintes relações:

$$E = v_2 - v_1 \quad (3.172)$$

$$I = i_1 + i_2 \quad (3.173)$$

No início da comutação o capacitor C_2 assume toda a corrente do transistor e, ao mesmo tempo, aplica-lhe tensão nula. Durante a comutação a tensão do transistor vai crescendo linearmente até "E", com corrente nula, o que lhe assegura perdas nulas.

Têm-se os seguintes circuitos equivalentes para a comutação:

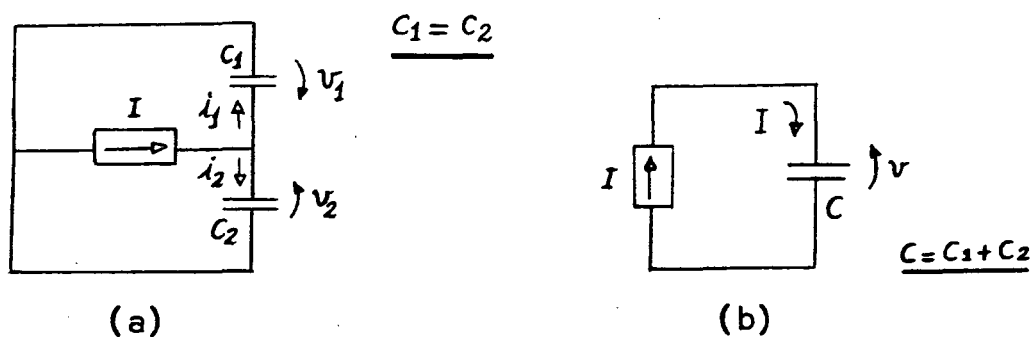


Fig. 3.19 - Circuitos equivalentes para a comutação.

A evolução das correntes e tensões nos capacitores de comutação está representada na fig.3.20.

Para o cálculo do valor dos capacitores pode-se utilizar a relação dada pela fig. 3.19-b.

$$I = C \frac{dv}{dt} = C \frac{d}{dt} \left(\frac{E}{t_c} t \right) = \frac{CE}{t_c} \quad (3.174)$$

Assim:

$$C = \frac{I}{E} t_c \quad \text{e} \quad C_1 = C_2 = \frac{C}{2} \quad (3.175)$$

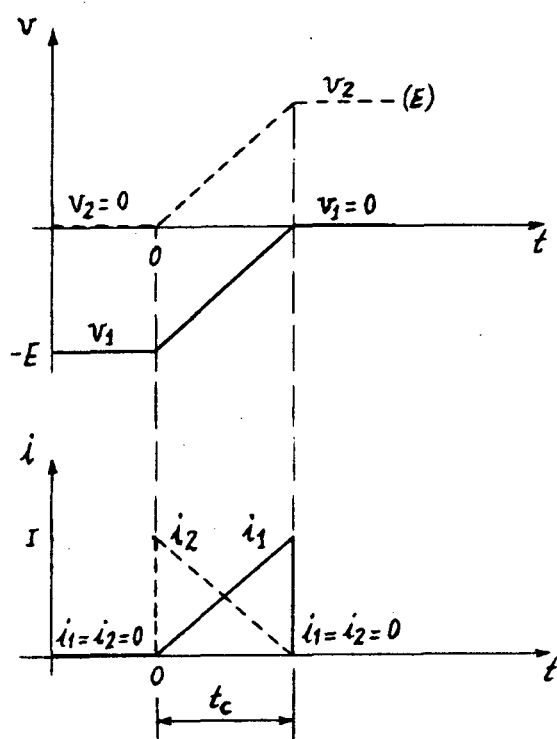


Fig. 3.20 - Correntes e tensões nos capacitores de comutação.

A forma de onda da tensão no capacitor de comutação foi linearizada por uma questão de simplificação da análise, o que em nada compromete os resultados.

A corrente I acima será identificada com a corrente de pico do diodo - IPD - no instante da comutação de T2 para D4. O seu valor é obtido do ábaco da figura ($q \times \text{IPD}$).

3.6. CONCLUSÕES

O modo de operação em condução contínua é caracterizado pela relação básica $q = \cos \gamma$, onde $2\gamma = \pi - \theta$. A variável " γ " é um ângulo interno de controle, função do ângulo de controle, propriamente dito, imposto ao conversor (ângulo " θ ").

Os valores de pico, eficazes e médios em todos os componentes, no modo contínuo, foram definidos, tendo como variável independente a tensão de pico, normalizada, do capacitor ressonante (\bar{V}_{CO}).

No modo de operação em condução descontínua o ganho estático é dado por uma relação mais geral - expressão (3.135).

A característica externa do CSR, para os dois modos de operação, foi traçada, evidenciando a independência da tensão de saída com relação à corrente de carga, para o modo contínuo.

Um gráfico relacionando o ganho estático e o fator de qualidade do conversor, foi traçado, evidenciando o limite entre os dois modos de condução.

A evolução do plano-de-fase para uma variação de " q " desde 0,1 até 0,95 foi apresentada e justificada.

A utilização de "snubbers" indutivos e capacitivos foi justificada através da análise do fenômeno da comutação, nos dois braços inversores.

CAPÍTULO IV

GERAÇÃO DE ÁBACOS PARA O PROJETO DO CSR

4.1. INTRODUÇÃO

Com as expressões obtidas até aqui, podem ser traçados ábacos para o projeto do conversor operando em condução contínua. Este modo de operação é o mais conveniente por produzir corrente com menor conteúdo harmônico.

As expressões que definem os valores eficazes, médios e de pico das principais grandezas envolvidas, são dependentes, apenas, do ângulo de controle (θ) e da tensão de pico do capacitor ressonante (V_{CO}), visto que o ângulo interno de controle (γ) e o ganho estático (q) estão relacionados ao ângulo de controle θ da seguinte forma:

$$\gamma = \frac{\pi - \theta}{2} \quad (3.1)$$

$$q = \cos \gamma \quad (3.40)$$

Observe-se, ainda, que " V_{CO} " é linearmente dependente da corrente média de carga " I_O ", conforme equação (3.65), sendo que

esta é uma especificação de projeto.

4.2. ALGORITMO PARA GERAÇÃO DOS ÁBACOS

Com o algoritmo abaixo e um programa adequado, os ábacos podem ser traçados por meio de um microcomputador.

1. Entrar \bar{V}_{co} mínimo, passo de \bar{V}_{co} e número de curvas por ábaco;
2. Variar q de zero até o último valor imediatamente inferior a \bar{V}_{co} mínimo (pois: $\bar{V}_{co} > q$);
3. Calcular: $\gamma = \arccos q$ e $\theta = \pi - 2\gamma$;
4. Calcular o ábaco escolhido;
5. Incrementar o valor de \bar{V}_{co} ;
6. Outro ábaco? - Sim: ir para 1.
- Não: ir para 7.
7. FIM.

4.3. ÁBACOS OBTIDOS

Com um programa elaborado a partir do algoritmo dado, e a ajuda de um programa traçador de gráficos (DES), foram obtidos os ábacos apresentados nas figuras a seguir.

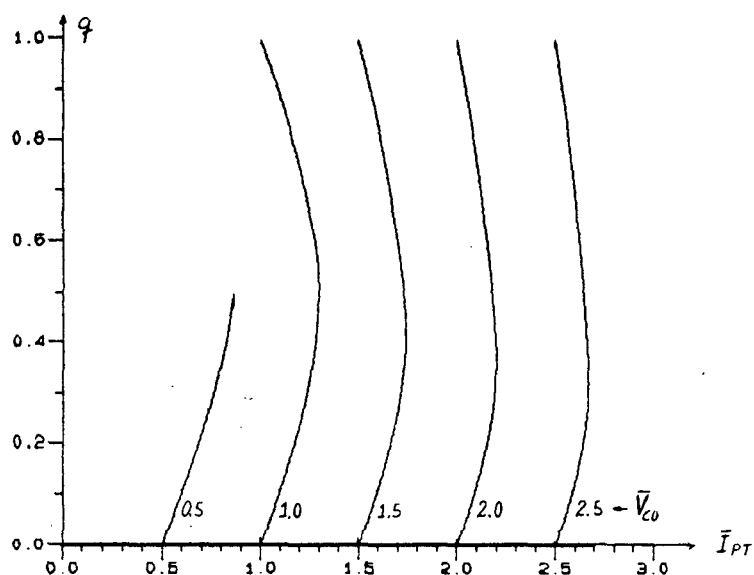


Fig. 4.1 - Abaco nº 1: $q \times \bar{I}_{PT}$ - ganho estático versus corrente de pico do tiristor.

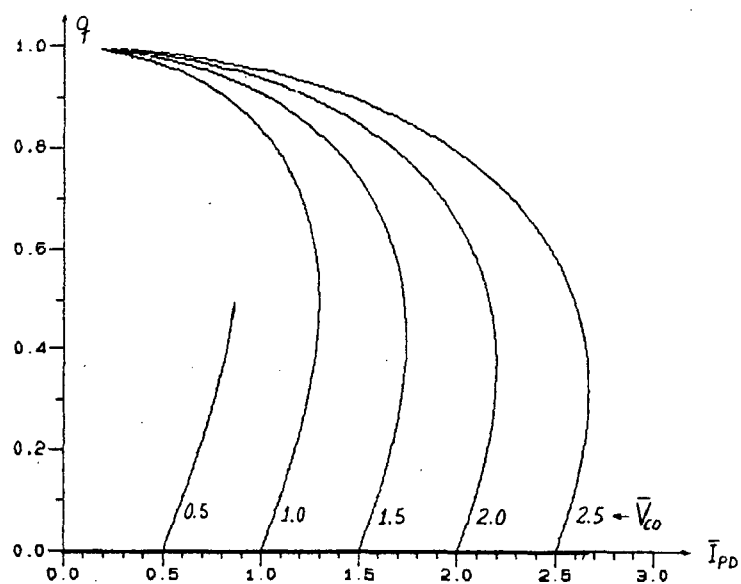


Fig. 4.2 - Abaco nº 2: $q \times \bar{I}_{PD}$ - ganho estático versus corrente de pico do diodo principal.

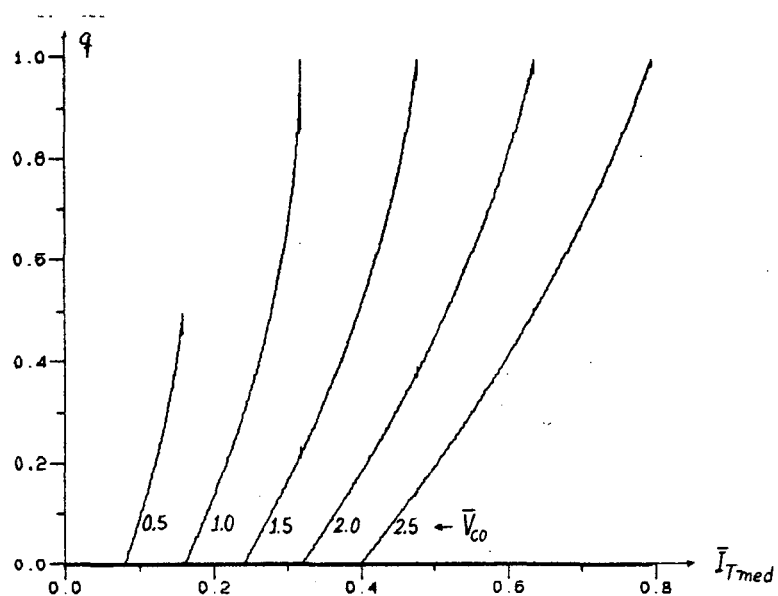


Fig. 4.3 - Abaco nº 3: $q \times \bar{I}_{Tmed}$ - ganho estático versus corrente média do tiristor.

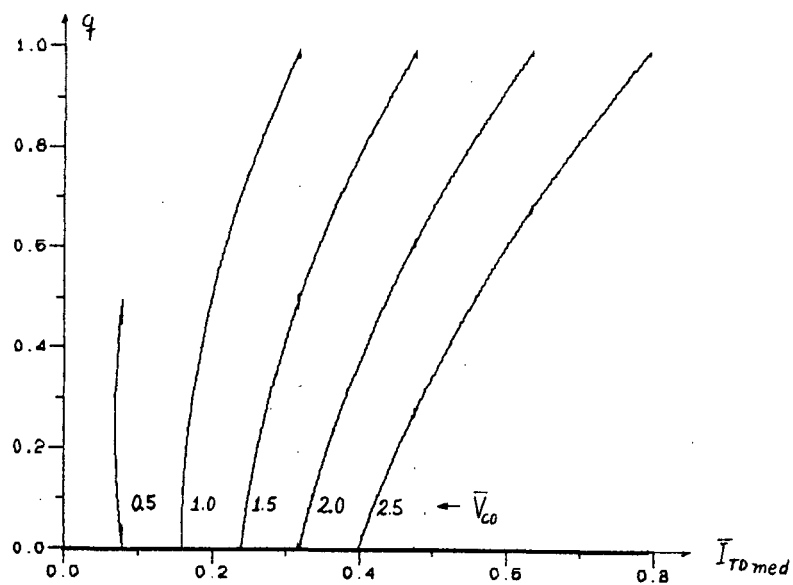


Fig. 4.4 - Abaco nº 4: $q \times \bar{I}_{TDmed}$ - ganho estático versus corrente média do tiristor-dual (corrente direta).

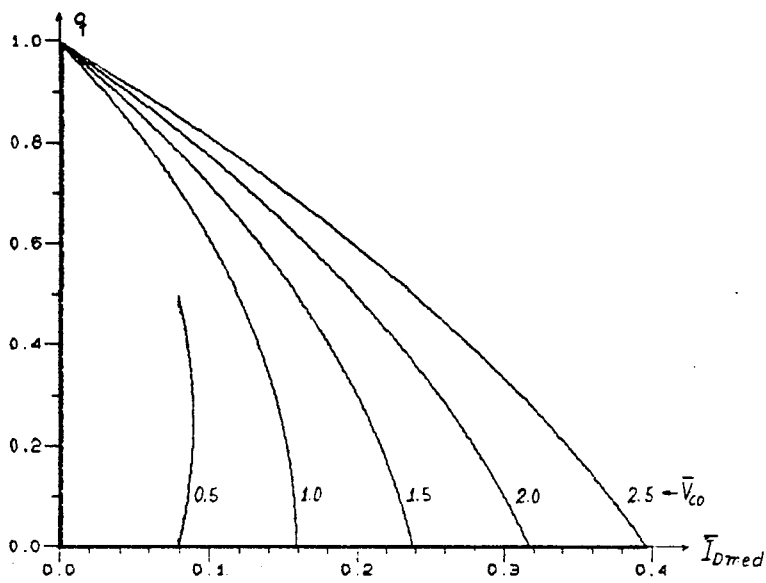


Fig. 4.5 - Abaco nº 5: $q \times \bar{I}_{Dmed}$ - ganho estático versus corrente média do diodo principal.

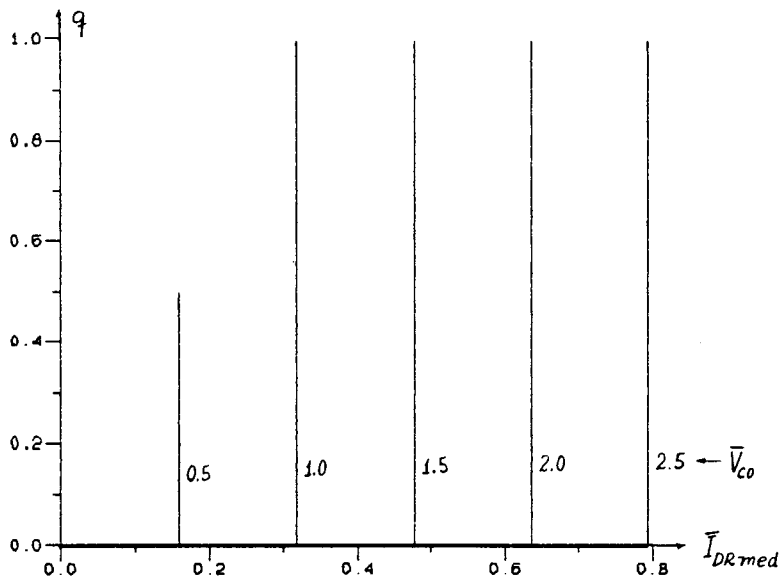


Fig. 4.6 - Abaco nº 6: $q \times \bar{I}_{DRmed}$ - ganho estático versus corrente eficaz do diodo retificador.

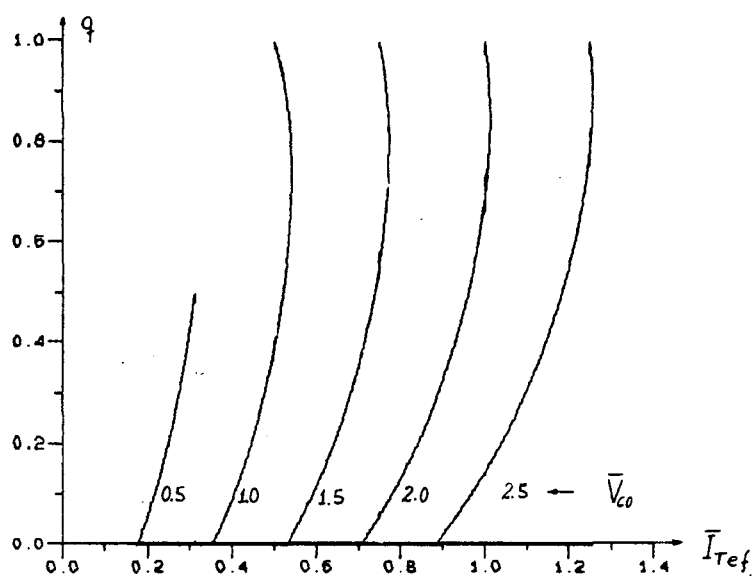


Fig. 4.7 - Abaco nº 7: $q \times \bar{I}_{Tef}$ - ganho estático versus corrente eficaz do tiristor.

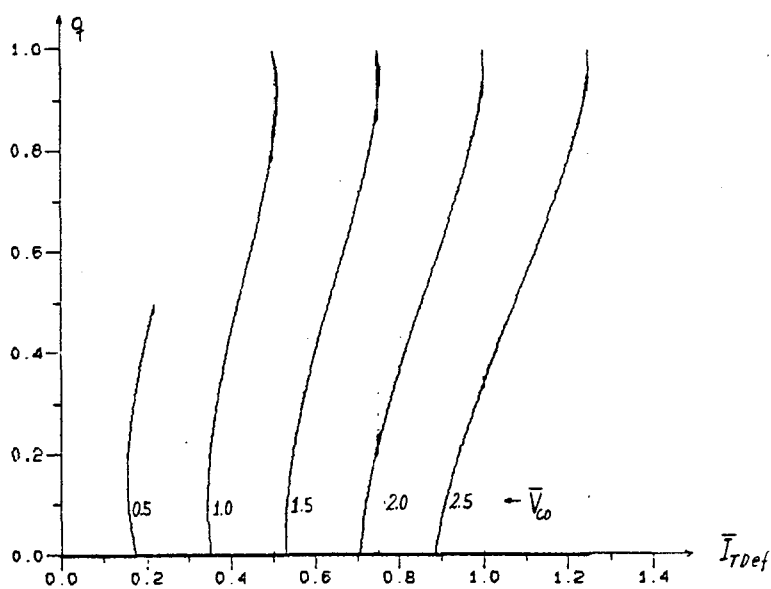


Fig. 4.8 - Abaco nº 8: $q \times \bar{I}_{TDef}$ - ganho estático versus corrente eficaz do tiristor-dual (corrente direta).

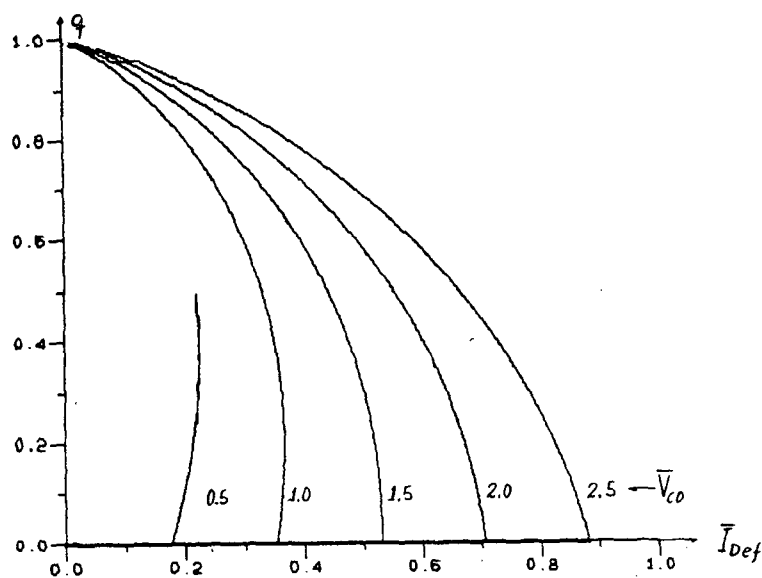


Fig. 4.9 - Abaco nº 9: $q \times \bar{I}_{Def}$ - ganho estático versus corrente eficaz do diodo principal.

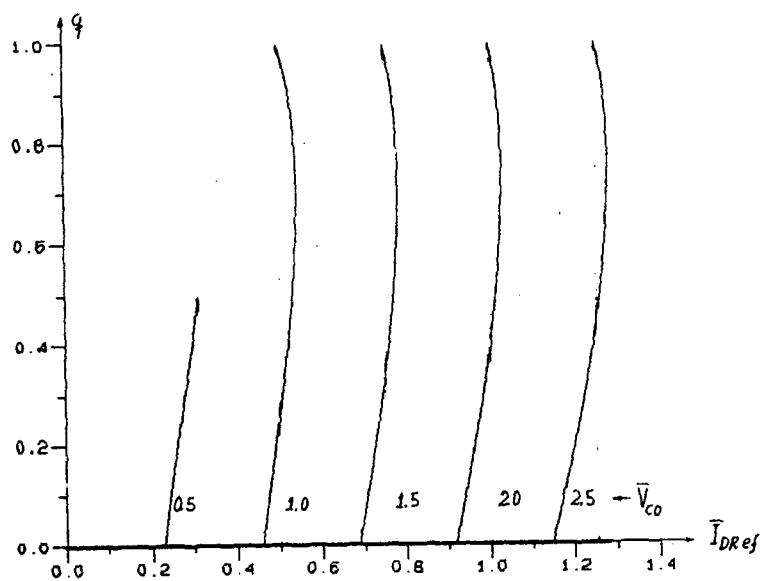


Fig. 4.10 - Abaco nº 10: $q \times \bar{I}_{DRef}$ - ganho estático versus corrente eficaz do diodo retificador.

4.4. INTERPRETAÇÃO DOS ÁBACOS

Todos os ábacos estão parametrizados em \bar{V}_{co} e todas as grandezas envolvidas são normalizadas. Tem-se, portanto:

$$\bar{V}_{co} = \frac{V_{co}}{V_i} ; \quad q = \frac{V_o}{V_i} ; \quad \bar{I} = \frac{I}{\sqrt{C/L} V_i}$$

onde: \bar{I} = corrente normalizada, em geral.

Cada curva de um ábaco representa um valor constante para a tensão de pico do capacitor ressonante ou, o que dá no mesmo, um valor constante para a corrente média de carga.

Avançando-se ao sentido crescente das abcissas, cada curva representa um valor maior de corrente média.

Avançando-se no sentido crescente das ordenadas, e mantendo-se sobre uma mesma curva, tem-se o comportamento da corrente especificada pelo ábaco, para tensões de saída crescentes e uma mesma corrente média de carga.

Em particular, para os ábacos das correntes de pico, média e eficaz do diodo principal (ábacos nºs 2, 5 e 9), verifica-se que, para o ganho estático tendendo à unidade, tais valores tendem a zero. Isto era de se esperar, pois, nessas condições, o ângulo ou o tempo de condução do diodo tende a anular-se.

4.5. CONCLUSÕES

Com as expressões obtidas no capítulo anterior, um programa foi elaborado com o objetivo de gerar ábacos que auxiliem o projeto de um CSR com frequência constante igual à de ressonância.

Tais ábacos, apresentados nas figuras 4.1 - 4.10, represen-

tam a evolução dos valores, normalizados, de pico, eficazes e médios das principais correntes do conversor, para uma corrente média de carga constante e o ganho estático ($q = V_o/V_i$) variando de zero até seu valor máximo teórico, a unidade.

Por meio desses ábacos gerados, podem ser especificados, em termos de corrente, todos os componentes do conversor.

CAPÍTULO V

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

5.1. INTRODUÇÃO

Terminada a análise matemática do conversor e elaborados os ábacos, estão disponíveis todas as condições para o projeto do CSR operando na frequência ressonante. Apresenta-se a seguir uma metodologia de projeto, juntamente com um exemplo numérico que constituirá o projeto do protótipo laboratorial, a ser montado para verificação dos resultados.

5.2. ESPECIFICAÇÕES INICIAIS

Deseja-se um CSR operando na frequência ressonante, com as seguintes características:

1. Frequência de ressonância (ou de operação): 100kHz
2. Potência de saída : 240W
3. Tensão CC de fonte : 48V \pm 8V
4. Tensão CC de saída (carga) : 24V
5. Corrente média de saída (carga) : 10A.

O esquema simplificado - sem transformador de isolamento - mas com os indutores e capacitores de comutação apresenta-se na figura 5.1.

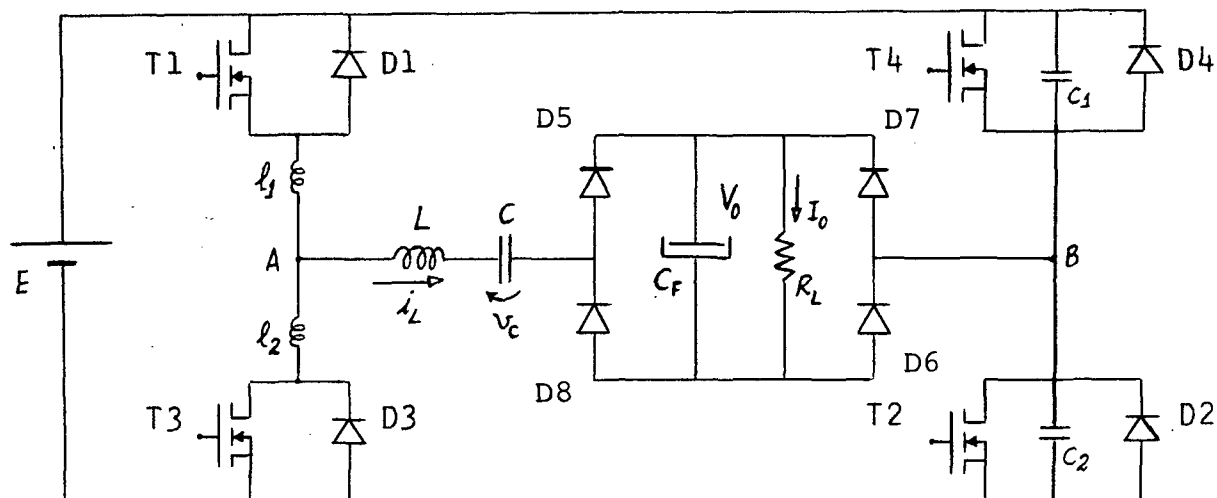


Fig. 5.1 - Esquema para projeto do conversor.

5.3. COMPONENTES PASSIVOS

O ganho estático (q) vale:

$$q = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{E} = \frac{24}{48} = 0,5 \quad q = 0,5$$

Nos casos em que a tensão da fonte alcance os valores extremos, tem-se:

$$q_{\max} = \frac{V_o}{V_{i\min}} = \frac{24}{40} = 0,6 \quad q_{\max} = 0,6$$

$$q_{\min} = \frac{V_o}{V_{i\max}} = \frac{24}{56} \approx 0,43 \quad q_{\min} = 0,43$$

5.3.1. Dimensionamento do circuito ressonante

Para a especificação dos valores do indutor e do capacitor do circuito ressonante basta serem definidas previamente a frequência de operação (chaveamento), o valor da corrente média da carga (I_o), o valor do ganho estático desejado (q) e o valor da tensão da fonte (V_i).

As expressões (3.65) e (3.67) fornecem:

$$\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \bar{I}_o \quad \rightarrow \quad V_{co} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} I_o \quad (5.1)$$

Daí:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{2 \cdot V_{co}}{\pi I_o} \quad \rightarrow \quad \frac{L}{C} = \left[\frac{2 \cdot V_{co}}{\pi I_o} \right]^2 \quad (5.2)$$

Onde a tensão de pico do capacitor ressonante (V_{co}) é determinada a partir de seu valor normalizado:

$$\bar{V}_{co} = \frac{V_{co}}{V_i} \quad (5.3)$$

Da análise dos ábacos verifica-se que o valor mais indicado de \bar{V}_{co} , em princípio, é a unidade, pois qualquer \bar{V}_{co} maior que um (1) implica tensões de pico maiores sobre o capacitor. Assim:

$$V_{co} = V_i \quad (5.4)$$

A primeira relação para o cálculo de L e C ressonantes (5.2) transforma-se em:

$$\frac{L}{C} = \left[\frac{2 \cdot V_i}{\pi I_o} \right]^2 \quad (5.5)$$

Da expressão para a frequência de ressonância, obtém-se a segunda relação:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (5.6)$$

$$\therefore LC = \left[\frac{1}{2\pi f_o} \right]^2 \quad (5.7)$$

Com as duas relações estabelecidas (5.5 e 5.7) podem ser calculados e especificados o capacitor e o indutor de ressonância.

5.3.2. Cálculo do circuito ressonante

Para calcular-se L e C ressonantes são usadas as expressões anteriores (5.5) e (5.7):

$$\frac{L}{C} = \left[\frac{2 \cdot V_1}{\pi I_o} \right]^2 \quad (5.5)$$

$$LC = \left[\frac{1}{2\pi f_o} \right]^2 \quad (5.7)$$

onde:

f_o = frequência de ressonância = 100KHz

I_o = corrente média da carga = 10A.

Então:

$$\frac{L}{C} = \left(\frac{2.48}{\pi \cdot 10} \right)^2 = 9,338 \quad L = 9,338 \cdot C \quad (5.8)$$

$$LC = \frac{1}{(2\pi \cdot 100000)^2} = 2,533 \cdot 10^{-12} \quad LC = 2,533 \cdot 10^{-12} \quad (5.9)$$

Com (5.8) em (5.9):

$$C = \sqrt{\frac{2,533 \cdot 10^{-12}}{9,338}} = 0,52 \cdot 10^{-6} \Rightarrow C = 0,53 \mu F \quad (5.10)$$

De (5.10) em (5.8) tem-se:

$$L = 9,338 \cdot 0,52 = 4,86 \Rightarrow L = 4,86\mu\text{H} \quad (5.11)$$

A tensão nominal do capacitor será, por segurança:

$$V_{\text{cnom}} = 4 \cdot V_{\text{co}} \quad V_{\text{cnom}} \approx 200\text{V}$$

A corrente eficaz no indutor é calculada pela expressão (3.108) com a ajuda do ábaco da figura 4.10 ($q \times I_{\text{DRef}}$):

$$I_{\text{Lef}} = \sqrt{2} \cdot 8,6 \approx 12\text{A} \quad I_{\text{Lef}} = 12\text{A} \quad (5.12)$$

- Componentes escolhidos:

- . Capacitor - Devido à elevada corrente eficaz a ser conduzida pelo capacitor ressonante, serão utilizados dois (2) capacitores de polipropileno (ICOTRON, série TMAF), em paralelo:

$$0,22\mu\text{F} \text{ e } 0,33\mu\text{F} \times 400\text{V} \quad C = 0,55\mu\text{F}$$

- . Indutor - Pela expressão (5.8) a indutância do indutor ressonante, recalculada, vale:

$$L = 9,338 \cdot C \approx 5,14\mu\text{H} \quad L = 5,14\mu\text{F}$$

- . Dimensionamento do indutor

Devido à baixa indutância será utilizado núcleo de ar. Seja um núcleo cilíndrico como o da figura 5.2.

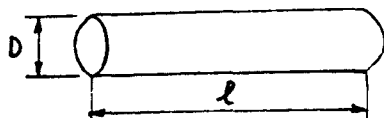


Fig. 5.2 - Núcleo cilíndrico para indutor.

Com $\ell = 6\text{cm}$ e $D = 2\text{cm}$ $S = \frac{\pi D^2}{4} = 3,142\text{cm}^2$ (5.13)

tem-se $L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} = \frac{N^2\phi}{NI} = \frac{N^2}{R} = \frac{N^2\mu_0 S}{\ell}$ (5.14)

$\therefore L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 S}{\ell}$ (5.15)

Então,

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot \ell}{\mu_0 S}} \quad (5.16)$$

$$N = \sqrt{\frac{5,14 \cdot 10^{-6} \cdot 6 \cdot 10^{-2}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3,142 \cdot 10^{-4}}} \approx 28 \therefore N = 28 \text{ esp.} \quad (5.17)$$

onde " μ_0 " vale: $4\pi \cdot 10^{-7}$ (unidades SI).

Conclusão: $L = 5,14\mu\text{H}$ $D = 2\text{cm}$
 $\ell = 6\text{cm}$ $N = 28 \text{ esp.}$
 bitola do fio: #12 AWG

5.3.3. Indutor e capacitor de comutação

Para calcular-se ℓ_1 e ℓ_2 , C_1 e C_2 , são utilizadas as expressões (3.171) e (3.175) além do ábaco para a corrente de pico do diodo (I_{PD}).

$$\ell_1 = \ell_2 = \frac{Et_c}{2I} \quad (3.171)$$

$$C_1 = C_2 = \frac{It_c}{2E} \quad (3.175)$$

onde: t_c = tempo de comutação: $\sim 100\text{ns}$.

$I = I_{PD}$ = corrente de pico do diodo.

Do âbaco da figura 4.2, encontra-se para \bar{I}_{PD} , com $q = 0,50$,

$$\bar{I}_{PD} = \frac{I_{PD}}{\sqrt{C/L} V_1} \approx 1,3 \quad (5.18)$$

Assim:

$$I_{PD} = 1,3 \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} V_i = 1,3 \cdot \sqrt{\frac{0,52}{4,86}} \cdot 48 \approx 20$$

$$I_{PD} = 20A \quad (5.19)$$

Substituindo-se (5.18) em (3.171), tem-se:

$$\ell_1 = \ell_2 = \frac{48 \cdot 100 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 20} = 0,12 \cdot 10^{-6} \quad \therefore \quad \ell_1 = \ell_2 = 0,12 \mu H \quad (5.20)$$

Substituindo-se, agora, (5.18) em (3.175), obtêm-se:

$$C_1 = C_2 = \frac{20 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 48} = 21 \cdot 10^{-6} \quad \therefore \quad C_1 = C_2 = 21 \mu F \quad (5.21)$$

A tensão nominal do capacitor de comutação será, por segurança:

$$V_{ccnom} = 2 \cdot V_i = 2 \cdot 48 \quad V_{ccnom} \approx 100V$$

A corrente eficaz no indutor de comutação é a mesma do diodo retificador. Pelo âbaco da fig. 4.10, tem-se:

$$I_{\text{ef}} \approx 9A$$

- Componentes escolhidos:

. Capacitor - Serão utilizados capacitores de polipropileno (ICOTRON, série TACF):

$$C_1 = C_2 = 0,022 \mu F \quad \times \quad 630V$$

. Indutor - Terão o valor calculado de 0,12 H.

. Dimensionamento do indutor

Será utilizado núcleo de ar devido à baixa indutância necessária. Seja um núcleo cilíndrico, conforme figura 5.2, com

$$\ell = 2\text{cm} \quad \text{e} \quad D = 0,5\text{cm}$$

$$\text{então:} \quad S = \frac{\pi \cdot D^2}{4} = 0,196\text{cm}^2 \quad (5.22)$$

O número de espiras será:

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot \ell}{\mu_0 S}} \quad (5.16)$$

$$N = \sqrt{\frac{0,13 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot 10^{-7} \cdot 0,196 \cdot 10^{-4}}} \approx 10 \quad \therefore N = 10 \text{ esp.} \quad (5.23)$$

Conclusão: $L = 0,12 \text{ H}$ $D = 0,5\text{cm}$
 $\ell = 2\text{cm}$ $N = 10 \text{ esp.}$
 bitola de fio: #14 AWG

5.3.4. Cálculo do capacitor de filtragem

Seja a figura abaixo:

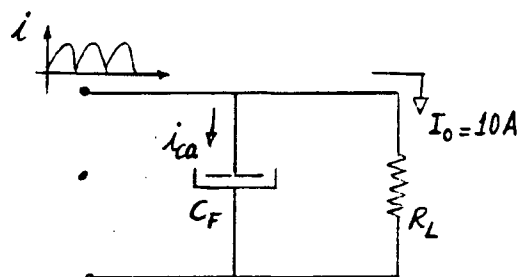


Fig.5.3 - Estágio de saída do conversor.

Como o capacitor e a carga são atacados em corrente pelo

conversor, obtêm-se a seguinte expressão para o capacitor de filtragem:

$$v_{ca} = X_C \cdot i_{ca} = \frac{1}{W \cdot C_F} \cdot i_{ca} \quad (5.24)$$

$$\text{Daí:} \quad C_F = \frac{i_{ca}}{W v_{ca}} \quad (5.25)$$

onde:

W = freqüência angular da corrente retificada: $W = 2 \cdot W_O$;

i_{ca} = componente alternada da corrente retificada;

v_{ca} = componente alternada da tensão da carga.

Serão considerados os valores pico-a-pico de " i_{ca} " e " v_{ca} ". Assim, da figura 5.4, admitindo-se uma aproximação senoidal para a corrente retificada, tem-se:

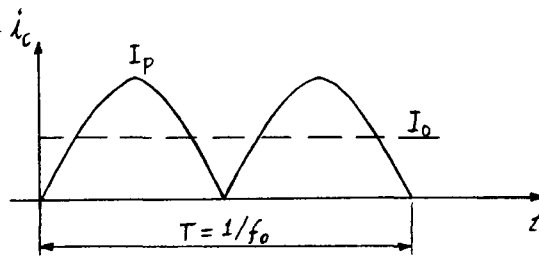


Fig. 5.4 - Corrente retificada, aproximação senoidal.

$$I_O = \frac{2}{\pi} I_P \quad I_P = \frac{\pi}{2} \cdot I_O \quad (5.26)$$

Seja:

$$I_P \cong 2,0 \cdot I_O \quad (5.27)$$

Considerando-se, agora, o valor de pico-a-pico da componente alternada fundamental, igual ao pico da corrente retifica-

da, tem-se:

$$\Delta i_{ca} = I_P = 2 \cdot I_O \quad (5.28)$$

onde:

Δi_{ca} = valor pico-a-pico da fundamental da componente alternada da corrente retificada.

A expressão para o cálculo do capacitor de filtragem ficará então:

$$C_F = \frac{2 \cdot I_O}{2W_O \cdot \Delta v_{ca}} \quad C_F = \frac{I_O}{2\pi f_O \cdot \Delta v_{ca}} \quad (5.29)$$

onde:

Δv_{ca} = valor pico-a-pico (especificado) da ondulação da tensão de saída.

Especificando-se um "ripple" de 1% da tensão de saída desejada, obtém-se para o capacitor de filtragem:

$$C_F = \frac{10}{2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,24} = 66 \cdot 10^{-6} \therefore C_F = 66 \mu F \quad (5.30)$$

A tensão nominal do capacitor de filtragem será, por segurança:

$$V_{CFnom} = 4 \cdot V_O = 4 \cdot 24 \quad \therefore V_{CFnom} \approx 100V \quad (5.31)$$

A corrente eficaz que percorrerá o capacitor de filtragem será dada por:

$$I_{Cef} = \sqrt{I_{Lef}^2 - I_O^2} \quad (5.32)$$

Substituindo os valores conhecidos, chega-se a:

$$I_{Cef} = \sqrt{12^2 - 10^2} \approx 6,6A \quad \therefore I_{Cef} = 6,6A \quad (5.33)$$

- Componente escolhido:

Em virtude da indisponibilidade da série de capacitores eletrolíticos HFC (ICOTRON), de baixa RSE, serão utilizados capacitores eletrolíticos comuns, em paralelo, com o objeto de diminuir-se a sua resistência série equivalente.

Serão utilizados, então:

$$C_F = 3 \times 0,22\mu F \times 100V \quad (C_F = 66\mu F)$$

5.4. COMPONENTES ATIVOS

5.4.1. Transistores de potência

Com a ajuda dos âbacos números 3, 4, 7 e 8 são determinados os seguintes valores de correntes eficazes e médias:

	I eficaz	I média	
T1, T3	8,3A	4,4A	(braço do tiristor)
T2, T4	6,9A	3,3A	(braço do tiristor dual)

Tais valores são encontrados utilizando-se o valor do ganho estático "q", entre o mínimo e o máximo, que dê a maior corrente.

Desejando-se usar um mesmo tipo de transistor, nos dois braços inversores, ele deverá ser capaz de conduzir:

$$I_{Tef} = 8,5A \quad e \quad I_{Tmed} \approx 5,0A$$

Sua tensão nominal será dada pela máxima tensão da fonte:

$$V_{Tnom} = 48 + 8 = 56V \quad (5.34)$$

Por questão de segurança escolhe-se um valor maior. Assim:

$$V_{Tnom} = 100V$$

5.4.2. Diodos em anti-paralelo

Utilizando-se dos âbacos das figuras 4.5 e 4.9, são determinados os seguintes valores para as correntes média e eficaz, dos diodos em anti-paralelo com os transistores:

	I eficaz	I média
D1 - D4	5,5A	2,2A

A tensão reversa máxima a que serão submetidos tais diodos é idêntica à dos transistores. Ambos os componentes terão, portanto, a mesma tensão nominal:

$$V_{DRM} = 100V.$$

- Componentes escolhidos:

Serão utilizados transistores MOSFET com o seu diodo integrado, em anti-paralelo. Tal escolha se justifica em função da elevada frequência de chaveamento a que serão submetidos os interruptores.

. Transistor - BUZ 36 (Siemens), canal N.

$$200V, 22A, R_{DS(on)} = 0,12\Omega \quad t_{on} = 155ns$$

$$R_{thjc} \leq 1^{\circ}C/W \quad R_{thja} \leq 35^{\circ}C/W \quad t_{off} = 590 \text{ ns}$$

. Diodo integrado: 22A, $V_{Don} = 1,7V$

$$t_{rr} = 400 \text{ ns}, \quad Q_{rr} = 6\mu C$$

- Potência dissipada:

. Transistor $I_{ef} = 8,3A$ $I_{med} = 4,4A$

Perdas totais: $P_T = P_{cond} + P_{com}$ (5.35)

Perdas por condução: $P_{cond} = R_{DS(on)_{max}} \cdot I_{ef}^2$ (5.36)

$R_{DS(on)_{m\acute{a}x}} = R_{DS(on)_{Tj=80^{\circ}C}} = 0,12\Omega$ (pelas curvas do fabricante)

$P_{cond} = 0,12 \cdot 8,3^2 = 8,3 \Rightarrow P_{cond} = 8,3W$

Perdas por comutação: sendo a comutação natural, pela ressonância e "snubbers" indutivo e capacitivo, as perdas de comutação praticamente não existem. Então,

$P_{com} \cong 0$

Assim, as perdas totais no transistor, apenas, são:

$P_T = 8,3 + 0 = 8,3 \quad \therefore P_T = 8,3W$

. Diodo $I_{ef} = 5,5A$ $I_{med} = 2,2A$

Perdas totais: $P_D = P_{cond} + P_{com}$ (5.37)

Perdas por condução: $P_{cond} = R_F I_{ef}^2 + V_F I_{med}$ (5.38)

Seja $R_F \cong 0$ e $V_F \cong 1,25V$

$P_{cond} = 0 + 1,25 \cdot 2,2 = 2,75$ (5.39)

$P_{cond} = 2,75W$

Perdas por comutação⁴: $P_{com} = 0,5V_{RM} I_{RM} t_b f$ (5.40)

onde: $t_b = \frac{t_{rr}}{3}$ e $V_{RM} = 48V$.

A corrente reversa máxima, para os diodos do braço nº 1, vale¹:

$$I_{RM} = \left(\frac{4}{3} Q_{rr} \cdot \frac{di_F}{dt} \right)^{1/2} \quad (5.41)$$

E a taxa de decrescimento da corrente, que depende do circuito, é encontrada:

$$\frac{di_F}{dt} = \frac{V_i}{2 \cdot l_1} = \frac{48}{2 \cdot 0,12 \cdot 10^{-6}} = 200 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (5.42)$$

Assim:

$$I_{RM} = \left(\frac{4}{3} 6 \cdot 10^{-6} \frac{200}{10^{-6}} \right)^{1/2} = 40 \text{ A} \quad (5.43)$$

As perdas por comutação serão:

$$P_{com} = 0,5 \cdot 48 \cdot 40 \cdot \frac{400}{3} \cdot 10^{-9} \cdot 10^5 = 12,8 \text{ W} \Rightarrow P_{com} = 12,8 \text{ W} \quad (5.44)$$

Considerando-se que os diodos D1 e D3, do braço nº 1, têm corrente média menor que a calculada para os diodos do braço nº 2 (D2 e D4) - que é a fornecida pelos âbacos -, e que esses últimos ficam submetidos a tensão nula durante a comutação ($V_{RM}=0$), obtêm-se as seguintes perdas em cada braço:

$$P_{D1} = \frac{P_{cond}}{2} + P_{com} \quad P_{D2} = P_{cond} + 0 \quad (5.45)$$

Assim:

$$P_{D1} = \frac{2,75}{2} + 12,8 \approx 14 \text{ W} \quad (\text{diodos D1 ou D3}) \quad (5.46)$$

$$P_{D2} = 2,75 \text{ W} \quad (\text{diodos D2 ou D4}) \quad (5.47)$$

- Resistência térmica do dissipador:

$$\text{Seja: } R_{ja} = R_{jc} + R_{da} \quad (5.48)$$

onde: R_{ja} = Resistência térmica junção-ambiente;
 R_{jc} = Resistência térmica junção-cápsula;
 R_{da} = Resistência térmica dissipador-ambiente incluindo
a resistência de contato cápsula-dissipador.

Então:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_T + P_{D1}} - R_{jc} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 80^{\circ}\text{C} \\ T_o = 25^{\circ}\text{C} \end{array} \right. \quad (5.49)$$

$$R_{da} = \frac{80-25}{8,3+14} - 1,0 = 1,5 \quad (5.50)$$

$\therefore R_{da} = 1,5^{\circ}\text{C/W}$ para o transistor e diodo integrado, no
pior caso de perdas.

5.4.3. Diodos retificadores

A partir dos âbacos das figuras 4.6 e 4.10, são obtidos os seguintes valores para as correntes eficaz e média dos diodos retificadores:

	I eficaz	I média
D5 - D8	8,7A	5,0A

A tensão reversa máxima a que estarão submetidos tais diodos será o pico da tensão de carga:

$$V_{\text{DRM}} = V_o + \Delta V_o / 2 \approx 24\text{V} \quad (5.51)$$

Como estarão em paralelo com o capacitor de filtragem, enquanto bloqueados, sua tensão nominal deve ser a mesma do capacitor. Assim,

$$V_{\text{DRM}} = 100\text{V}$$

- Componente escolhido:

. Diodo SKR 4F 25/04 - Semikron

$$200V \quad I_{FRMS} = 40A \quad I_{FAV} = 20A$$

$$V_F = 1,0V \quad R_F = 0,013\Omega \quad T_{rr} = 400ns$$

$$Q_{rr} = 1,8 \mu C \quad R_{thjc} = 1,2^{\circ}C/W$$

- Potência dissipada:

$$\text{Correntes:} \quad I_{ef} = 8,7A \quad I_{med} = 5,0A$$

$$\text{Perdas totais:} \quad P_{DR} = P_{cond} + P_{com} \quad (5.52)$$

$$\text{Perdas de condução:} \quad P_{cond} = R_F \cdot I_{ef}^2 + V_F \cdot I_{med} \quad (5.53)$$

$$P_{cond} = 0,013 \cdot 8,7^2 + 1,0 \cdot 5,0 = 0,98 + 5,0 = 5,98W \quad (5.54)$$

$$P_{cond} = 5,98W$$

$$\text{Perdas por comutação}^4: P_{com} = 0,5V_{RM} I_{RM} t_b f \quad (5.55)$$

$$\text{onde:} \quad t_b = \frac{t_{rr}}{3} \quad e \quad V_{RM} = V_O = 24V$$

A corrente reversa máxima (I_{RM}) é dada pela expressão (5.41)

E a taxa de decrescimento vale:

$$\frac{di_F}{dt} = \frac{V_O}{L_1 + L} = \frac{24}{(0,12 + 5,14) \cdot 10^{-6}} \approx 4,6A/\mu s \quad (5.56)$$

Assim:

$$I_{RM} = \left(\frac{4}{3} \cdot 1,8 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4,6}{10^{-6}} \right)^{1/2} = 3,3A \quad I_{RM} = 3,3A \quad (5.57)$$

As perdas por comutação serão:

$$P_{com} = 0,5 \cdot 24 \cdot 3,3 \cdot \frac{400}{3} \cdot 10^{-9} \cdot 10^5 \approx 0,5W \quad (5.58)$$

$$P_{\text{com}} = 0,5\text{W}$$

E as perdas totais valerão:

$$P_{\text{DR}} = 5,98 + 0,5 = 6,48 \quad (5.59)$$

$$P_{\text{DR}} \approx 6,5\text{W}$$

- Resistência térmica do dissipador:

Parte-se de:

$$R_{\text{da}} = \frac{T_j - T_a}{P_{\text{DR}}} - R_{\text{jC}} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_j = 80^\circ\text{C} \\ T_a = 25^\circ\text{C} \\ R_{\text{jC}} = 1,2^\circ\text{C/W} \end{array} \right. \quad (5.60)$$

Então,

$$R_{\text{da}} = \frac{80-25}{6,5} - 1,2 = 7,3 \Rightarrow R_{\text{da}} = 7,3^\circ\text{C/W}$$

5.5. RENDIMENTO DO CONVERSOR

Com as perdas calculadas anteriormente, o rendimento do CSR poderá ser avaliado. Sabe-se que:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \quad (5.61)$$

Dos valores já calculados, obtém-se:

$$P_{\text{in}} = 4P_{\text{DR}} + 2P_{\text{D1}} + 2P_{\text{D2}} + P_{\text{T}} + P_{\text{out}} \quad (5.62)$$

$$P_{\text{in}} = 4.6,5 + 2.14 + 2.2,75 + 4.8,3 + 240 \quad (5.63)$$

$$P_{\text{in}} = 332,7\text{W}$$

Então,

$$\eta = \frac{240}{332,7} \approx 72 \quad \Rightarrow \quad \eta \approx 72\% \quad (5.64)$$

Este baixo rendimento do conversor projetado deve-se, basicamente, ao tipo de interruptor escolhido - com resistência de condução relativamente elevada -, aos diodos retificadores considerados ainda lentos, e aos baixos níveis de tensão e potência utilizados.

Em princípio, a busca de um rendimento mais elevado passará pelo uso de tensões e potências maiores e pela utilização de diodos mais rápidos (schottky) e transistores Mosfet's com resistência de condução mais baixa.

5.6. CONCLUSÕES

Um projeto de um CSR a frequência constante é desenvolvido com base nas expressões que determinam o circuito ressonante e nos ábacos gerados. Com as especificações iniciais de um conversor de 100KHz, 240W, todos os componentes são dimensionados e os componentes reais são escolhidos, com vistas à implementação laboratorial de um tal conversor.

Com o dimensionamento real dos componentes escolhidos, fez-se o cálculo térmico necessário à especificação dos dissipadores dos interruptores de potência, assim como daqueles dos diodos retificadores. Com base nas perdas calculadas dos dispositivos de comutação fez-se uma avaliação do rendimento do conversor. Tal valor (cerca de 72%) está bem abaixo do que potencialmente pode oferecer um tal conversor, devido aos componentes escolhidos - por serem efetivamente disponíveis no laboratório. Observa-se,

no entanto, que o rendimento elevado não é um objetivo do presente trabalho, mas sim a validação é estudo do princípio de funcionamento do CSR operando na frequência ressonante, com modulação por deslocamento de fase.

- CAPÍTULO VI

SIMULAÇÃO DO CSR PROJETADO

6.1. INTRODUÇÃO

Baseando-se nos valores teóricos do indutor e capacitor do circuito ressonante do conversor projetado no item anterior, fez-se uma análise do seu funcionamento por meio de um programa de simulação de conversores estáticos (SACEC) em microcomputador tipo IBM-PC.

Com tal procedimento são verificadas as principais formas de onda do conversor, em regime permanente e transitório.

6.2. SIMULAÇÃO COM CARGA IDEAL

Numa primeira etapa a carga foi considerada ideal - uma bateria com tensão fixa -, bem como os componentes ativos e passivos do conversor.

Na estrutura simulada o braço inversor a tiristor-dual foi substituído por um braço a transistores, comandado em ambas as comutações: entrada e saída de condução. A figura 6.1 apresenta

tal circuito.

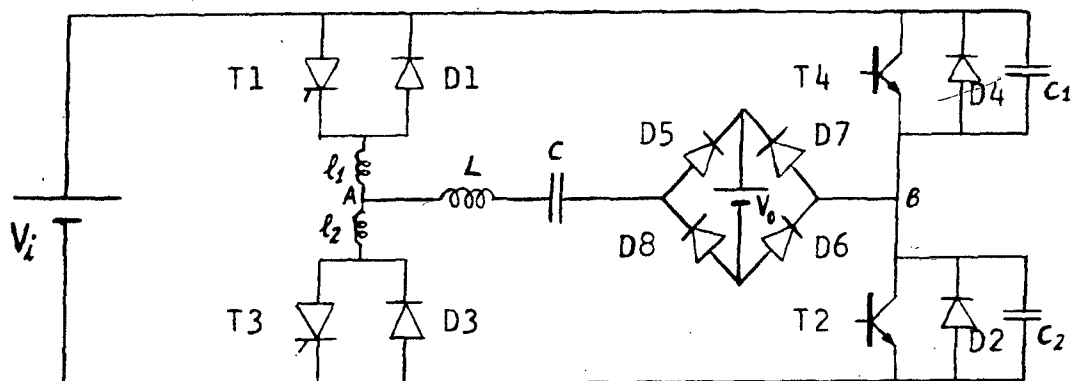


Fig. 6.1 - Esquema do conversor para simulação.

Inicialmente foram utilizados na simulação os valores teóricos obtidos no projeto do conversor, os quais são:

$f_o = 100 \text{ KHz}$, frequência de ressonância e de operação;

$V_i = 48 \text{ V}$

$V_o = 24 \text{ V}$

$q = 0,5$

$\ell_1 = \ell_2 = 0,12 \text{ } \mu\text{H}$

$C_1 = C_2 = 21 \text{ nF}$

$L = 4,86 \text{ } \mu\text{H}$

$C = 0,52 \text{ } \mu\text{F}$

6.2.1. Simulação com L e C de comutação

Utilizando-se no conversor os indutores e capacitores de comutação obteve-se, como resultados da simulação, as formas de

onda da tensão no capacitor ressonante e a sua corrente, em regime permanente, como se vê na figura 6.2.

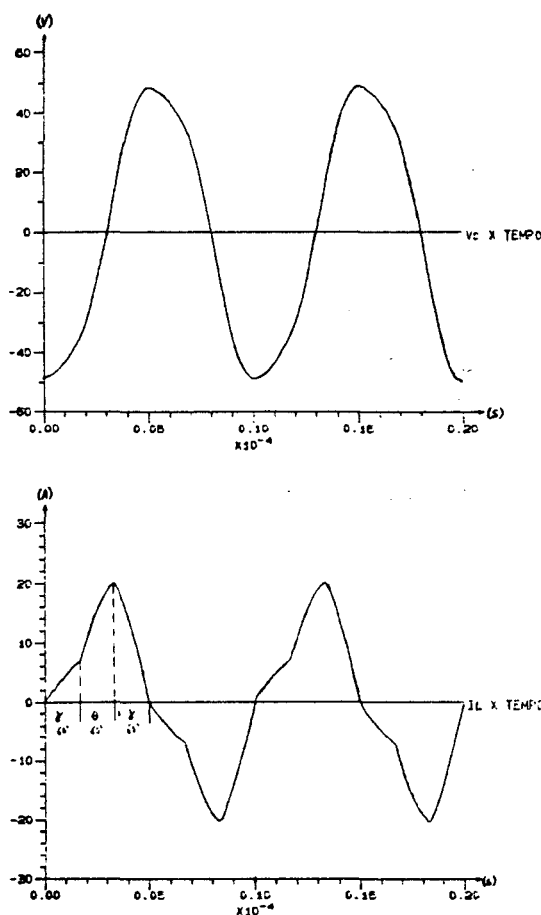


Fig. 6.2 - Tensão e corrente no circuito ressonante: $q = 0,5$.

Observa-se nessa figura as três etapas distintas, por semi-período, no funcionamento do conversor. O ângulo θ (theta) corresponde ao tempo de condução simultânea das chaves T1 e T2 (ou T3 e T4) e também, ao tempo de aplicação da tensão da fonte (V_i) entre os pontos médios dos braços inversores (pontos A e B).

Os valores de pico da corrente nas chaves semi-condutoras e o valor médio da corrente na carga foram alcançados. No entanto o comportamento do conversor mostrou-se crítico em relação à operação em frequência diferente da de ressonância.

Operando o conversor na frequência de ressonância, esta é diminuída na etapa de condução simultânea das chaves, devido à

presença do indutor de ajuda à comutação. Isto faz com que a reatância capacitiva seja maior que a indutiva, nessa etapa. Assim a energia é armazenada em maior quantidade no capacitor que no indutor, e a tensão do capacitor resulta levemente incrementada ao final da etapa. É o que se constata com a simulação de vários ciclos de funcionamento do conversor, onde o pico de tensão no capacitor vai continuamente aumentando.

Impondo-se uma frequência de operação maior que a frequência de ressonância, o circuito LC passa a ser predominantemente indutivo, acarretando um maior armazenamento de energia no indutor que no capacitor. Tal efeito pode compensar o efeito anteriormente descrito, provocado pela presença do indutor de comutação, o que foi constatado pela simulação. Mas o ajuste da frequência de operação correta, necessária para a compensação, é crítico, em termos de simulação.

6.2.2. Simulação sem L e C de comutação

Simulando-se o conversor sem a presença dos componentes de comutação e em virtude do modelo resistivo utilizado pelo programa de simulação, há a tendência, no caso de carga ideal, de se ter um pequeno amortecimento no circuito ressonante, o que levará, ao longo do tempo, a um "apagamento" do conversor, quando este deixará de oscilar.

Se a frequência de operação imposta ao conversor é menor que a de ressonância, o circuito LC passa a ser predominantemente capacitivo, ocorrendo maior armazenamento de energia no capacitor que no indutor, traduzido por um crescimento da tensão de pico do capacitor ressonante. Este efeito pode compensar o amorteci-

mento descrito no parágrafo anterior, conforme se constatou por simulações, sendo, também neste caso, crítico o ajuste da frequência de operação necessária à perfeita compensação.

6.3. SIMULAÇÃO COM CARGA REAL

Na segunda etapa de simulações a carga ideal foi substituída por uma carga real, isto é, um resistor e o capacitor de filtragem em paralelo. Este último calculado conforme o item de projeto (5.3.4).

O esquema do conversor para esta segunda parte da simulação apresenta-se conforme a figura 6.3.

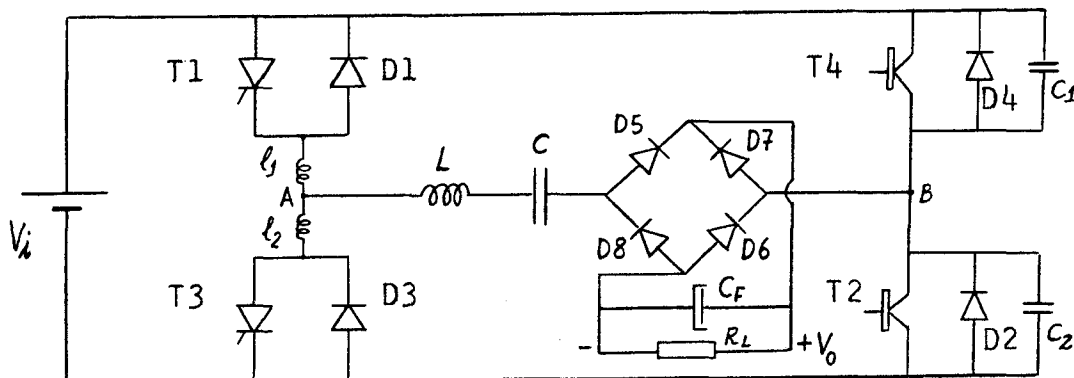


Fig. 6.3 - Esquema para simulação com carga real.

No esquema da fig. 6.3, tem-se, além dos elementos já explicitados:

C_F : capacitor de filtragem

R_L : resistência de carga

O valor da resistência de carga é calculado pela relação entre a tensão de saída desejada (V_o) e a corrente média de carga

de projeto - ou outro valor que se queira.

6.3.1. Formas de onda obtidas

Simulando-se o funcionamento do conversor, em regime permanente, com condições nominais de carga - 24 V e 10 A - foram obtidas as curvas apresentadas na figura 6.4.

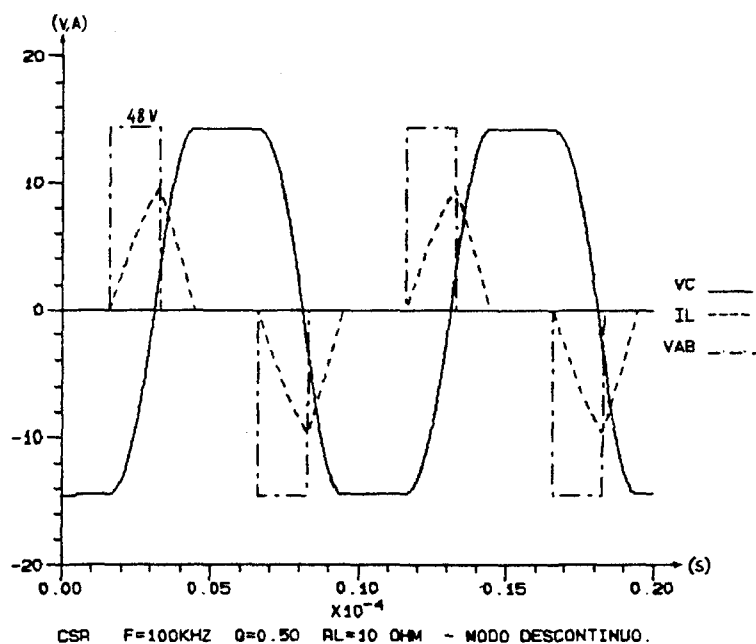
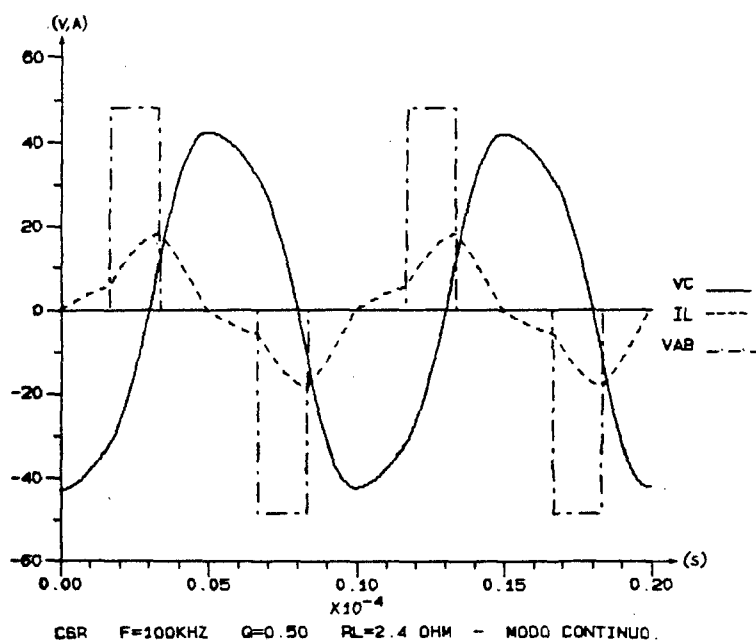


Fig. 6.4 - Principais formas de onda.

Tais resultados confirmam plenamente a previsão teórica ilustrada na figura 2.9.

Os valores dos componentes da carga real foram:

$$C_F = 66 \mu F$$

$$R_L = 2,4 \Omega$$

6.3.2. Regime permanente - modo contínuo

Em relação ao ganho estático "q", foi possível verificar que quanto maior o seu valor menor o conteúdo harmônico da corrente ressonante, isto é, mais a sua forma de onda se aproxima de uma senóide. Isto pode ser comprovado pela figura 6.5.

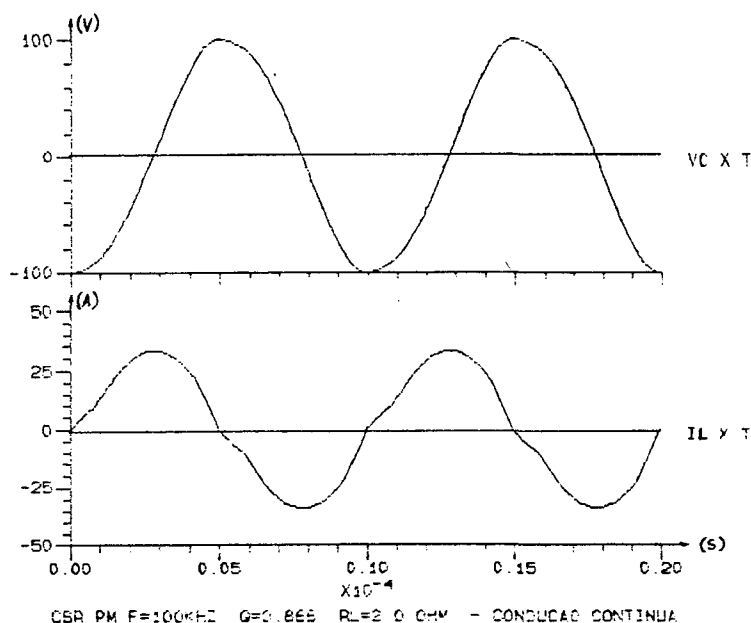


Fig. 6.5 - Tensão e corrente ressonantes: $q = 0,866$.

Um ganho estático muito pequeno - aproximando-se de zero - proporciona uma corrente com a forma apresentada na figura 6.6.

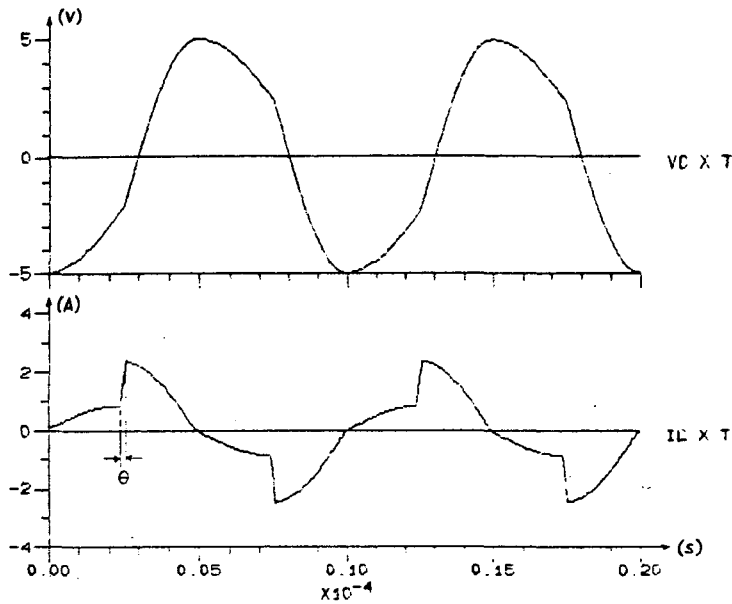


Fig. 6.6 - Tensão e corrente ressonantes: $q = 0,05$.

Quanto à frequência de operação diferente da ressonante, a simulação mostra que o funcionamento é possível. Impondo-se uma frequência de operação maior que a ressonante o conversor funcionará com fator de potência indutivo, ao passo que com frequência menor que a ressonante o fator de potência será capacitivo.

6.3.3. Regime transitório - modo contínuo

A partida do conversor revelou-se impossível com o capacitor ressonante descarregado. Já com uma carga inicial o circuito parte sem problemas. Optou-se, portanto, por inserir-se um circuito de pré-carga do capacitor ressonante: dois resistores grandes ligando cada terminal do capacitor a um barramento oposto, conforme figura 6.7.

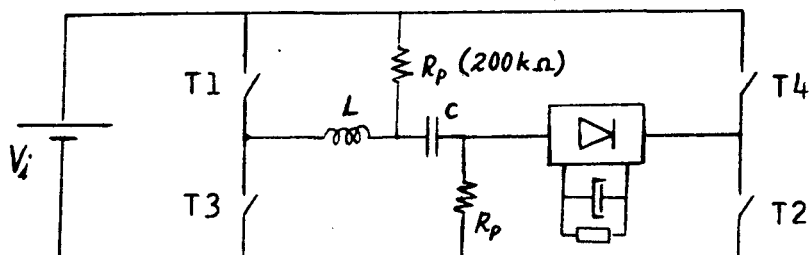


Fig. 6.7 - Circuito de pré-carga do conversor.

Com a utilização do valor projetado do capacitor de filtragem a partida revelou-se, ainda, problemática, com elevados picos de tensão no capacitor e corrente ressonante, acarretando, por consequência, o colapso do funcionamento do conversor. Tal problema ocorreu devido aos mínimos valores de resistência presentes no circuito sob simulação, o que caracterizava um amortecimento quase nulo. Com a introdução de pequena resistência (dezenas de miliohms) a partida ocorreu com oscilações aceitáveis e o conversor atingiu o regime permanente sem problemas, conforme se pode ver na figura 6.8.

As resistências de condução próprias dos dispositivos semicondutores (Mosfets e diodos), bem como as resistências de contato da montagem prática, deverão ser suficientes para conferir amortecimento necessário a uma boa partida do conversor.

Verifica-se, nessa última figura, que a resposta a um degrau de tensão, em malha aberta, é de segunda ordem.

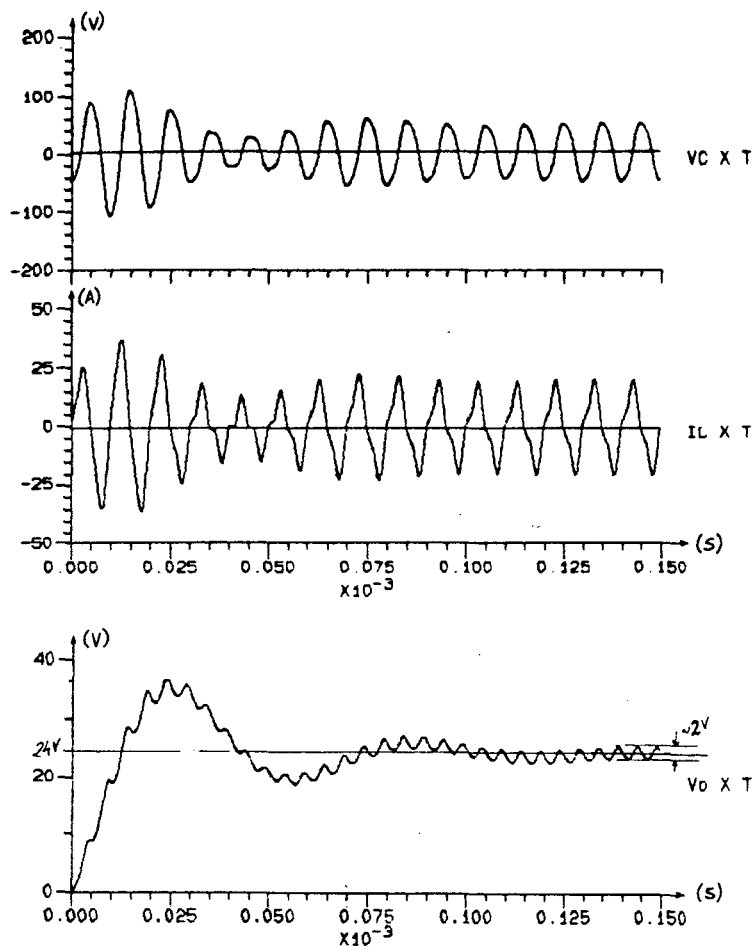


Fig. 6.8 - Partida do conversor com resistência amortecedora = 0,01 Ω .

6.3.4. Regime permanente - modo descontinuo

Conforme verificou-se na análise do conversor série ressonante a frequência fixa, o seu modo de funcionamento passa a descontinuo quando a sua resistência de carga atinge, no mínimo, o valor:

$$R_L = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{4,86}{0,52}} \approx 4,8 \Omega \quad (6.1)$$

Impondo-se tal valor à resistência de carga, o conversor oferece, em regime permanente, as formas de onda para a tensão no capacitor e corrente ressonante, no modo descontinuo, conforme figura 6.9.

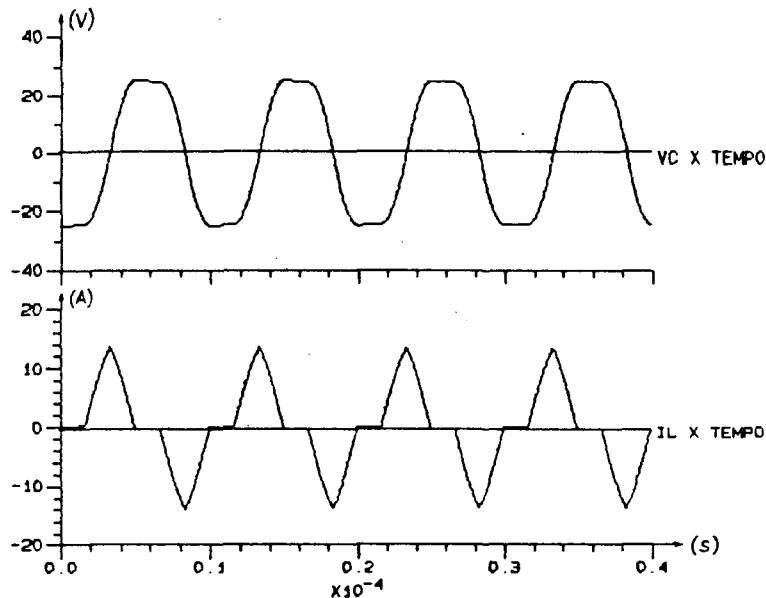


Fig. 6.9 - Funcionamento no modo descontínuo: $q = 0,5$.

Observa-se que neste ponto de operação, correspondente à fronteira entre a condução contínua e a descontínua, confirma-se a relação (3.111) pois, para $q = 0,5$, tem-se que a tensão V_o , de saída, vale:

$$V_o = q \cdot V_i = 0,5 \times 48 = 24 \text{ V} \quad (6.2)$$

E a tensão de pico do capacitor, na figura 6.9, é exatamente igual a V_o :

$$V_{co} = V_o = 24 \text{ V} \quad (6.3)$$

6.4. SIMULAÇÃO COM VALORES REAIS

A montagem experimental do conversor usará transistores de potência Mosfet's, no lugar dos tiristores utilizados na análise e nas simulações precedentes. Os Mosfet's são muito mais rápidos

que os tiristores, e esta é a razão principal do seu uso.

Sendo assim, fez-se uma última simulação do conversor, com transistores nos seus dois braços, introduzindo-se valores razoáveis de resistência de condução (aproximadamente 200 mohm), no programa simulador, para simular as quedas de tensão que existirão na montagem.

O capacitor de filtragem foi introduzido, no programa, como um capacitor em série com sua resistência série equivalente (RSE) - cerca de 25 miliohm. Além disso foi introduzida uma resistência amortecedora equivalente às resistências de contato da montagem, pelo aumento da resistência de condução dos diodos da estrutura (100 mohm).

A estrutura simulada é a mesma da figura 6.3, com os tiristores substituídos por transistores.

Para compensar as quedas de tensão, agora relevantes, foi usado um ganho estático (q) igual a 0,63. Obtém-se, assim, os 24 volt na carga, correspondentes a um "q" teórico de 0,50.

Com a presença dos indutores de ajuda à comutação, a frequência de ressonância e de operação fica alterada para: 94,658 KHz.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{0,55 \cdot 5,14 \cdot 10^{-12}}} = 94,658 \text{ KHz} \quad (6.4)$$

Os dados introduzidos no programa são, então:

q = 0,63: através dos sinais de comando em lógica complementar;

L = 5,14 μ H

C = 0,55 μ F

$\ell_1 = \ell_2 = 0,12 \mu$ H

$$C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}$$

$$C_f = 66 \text{ } \mu\text{F} \text{ (3 x 22 } \mu\text{F)}$$

$$f_0 = 94,658 \text{ KHz.}$$

Os resultados obtidos estão apresentados na figura 6.10.

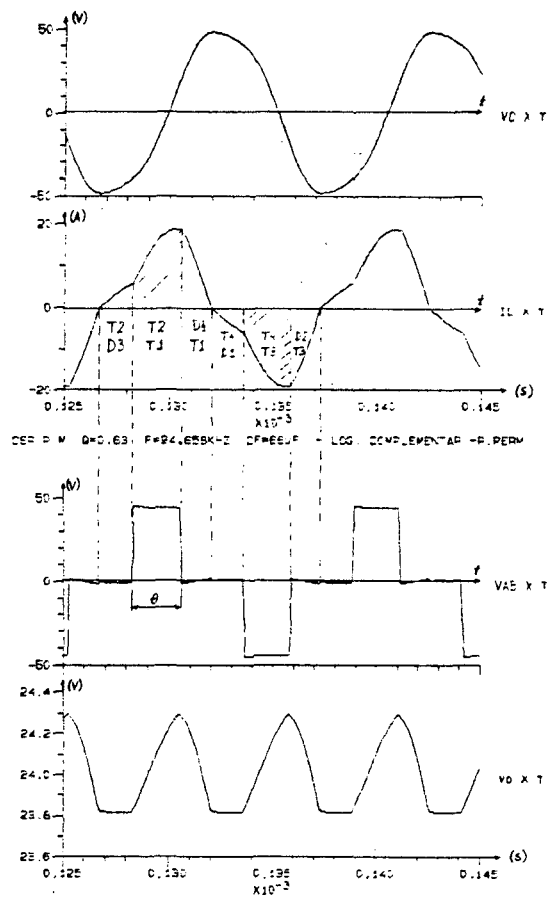


Fig. 6.10 - Simulação com valores reais.

A tensão sobre o circuito ressonante (V_{CR}) e a corrente através do capacitor de filtragem, ou seja, através de sua resistência série equivalente (I_{RSE}) estão apresentados na figura 6.11.

Verifica-se nessa figura que o capacitor de filtragem fica submetido a uma elevada corrente eficaz em condições nominais, conforme equação (5.32). Aproximando-se a forma de onda da corrente no capacitor a uma senóide, seu valor eficaz é dado por:

$$I_{\text{cef}} = \frac{I_P}{\sqrt{2}} = \frac{8,8}{\sqrt{2}} \approx 6,2 \text{ A} \quad (6.5)$$

Então: $I_{\text{cef}} = 6,2 \text{ A}$

Esta corrente eficaz elevada é uma característica do conversor série ressonante, cujo capacitor de saída é atacado em corrente. É, também, uma desvantagem dessa estrutura de conversor.

A ondulação da tensão de carga possui o dobro do valor especificado em projeto, conforme figura 6.10. Tal distorção ocorre em função da presença, agora, da resistência série equivalente do capacitor de filtragem, cuja queda de tensão é somada à componente alternada teoricamente imposta sem levar em conta a RSE.

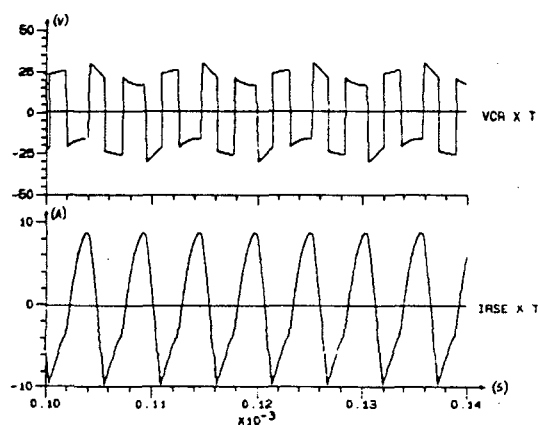


Fig. 6.11 - Tensão V_{CR} e corrente na RSE.

6.5. CONCLUSÕES

Simulações com carga ideal (bateria) e com carga real (capacitor em paralelo com resistor de carga), foram realizadas e confirmaram todas as previsões teóricas em termos qualitativos e quantitativos.

O funcionamento do CSR em regime permanente foi suficientemente simulado em ambos os modos de operação: condução contínua e descontínua. Já o regime transitório, somente no modo contí-

nuo, com vistas a identificar o comportamento do conversor na partida, o qual revelou-se muito sensível à falta de amortecimento. Mas com as resistências práticas da fiação, de contato e dos componentes, tal problema não deverá existir.

A influência da RSE do capacitor de filtragem sobre a ondulação da tensão de saída é evidenciada na figura 6.10, onde se verifica uma ondulação de cerca de 2%, contra o valor calculado de 1%.

CAPÍTULO VII

CIRCUITOS DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

7.1. INTRODUÇÃO

Os sinais de comando das chaves semicondutoras, de acordo com a seqüência de etapas de funcionamento definidas na análise do conversor ressonante, estão apresentados na figura seguinte.

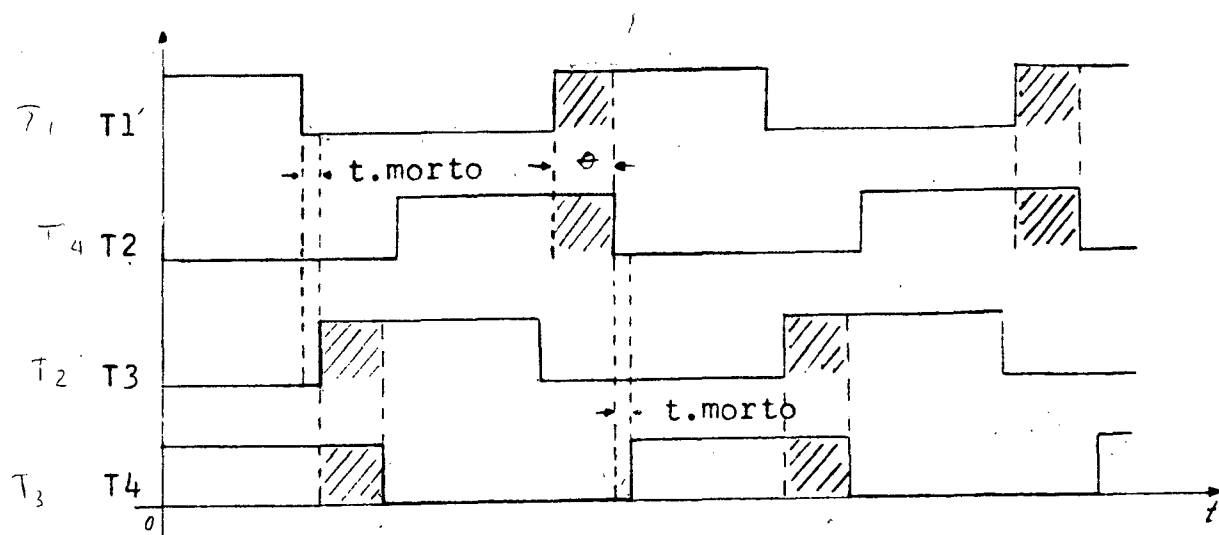


Fig. 7.1 - Sinais de comando do conversor.

Observe-se a indicação de tempo morto entre os sinais de comando complementares dos interruptores de um mesmo braço inversor (T1 e T3 ou T2 e T4), necessário para que não se coloque a fonte em curto-circuito, na eventualidade de uma chave fechar quando a outra não estiver totalmente aberta.

O ângulo θ (theta), indicado nessa figura, corresponde ao tempo de condução simultânea de chaves situadas em braços opostos. Este ângulo caracteriza o controle de potência do conversor por defasamento de sinais de comando.

A implementação desses quatro sinais de comando em lógica complementar, com tempo morto e controle por defasamento, foi obtida com o uso do CI 3524 - um regulador de tensão PWM ("pulse width modulation") -, auxiliado por um monoestável, flip-flop's e portas lógicas.

7.2. REGULADOR PWM 3524

O circuito integrado 3524 é um regulador de tensão por modulação de largura de pulso (PWM), capaz de implementar a regulação de tensão de conversores CC-CC em geral. Tal dispositivo inclui uma fonte regulada de 5V/50 mA, um amplificador de controle, um oscilador, um modulador de largura de pulso, um flip-flop de deslocamento de fase, dois transistores com saídas complementares e circuitos de limitação de corrente e de desligamento automático ('shut-down'). Seu diagrama de blocos está apresentado na figura 7.2.

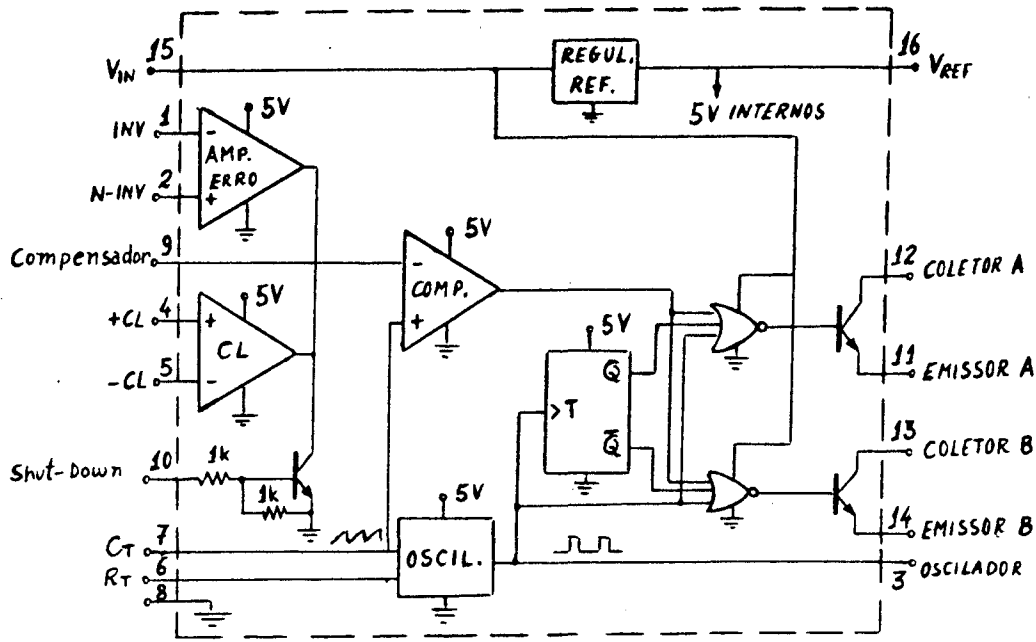


Fig. 7.2 - Regulador PWM LM 3524.

Os principais sinais associados ao funcionamento do regulador 3524 estão representados na figura 7.3.

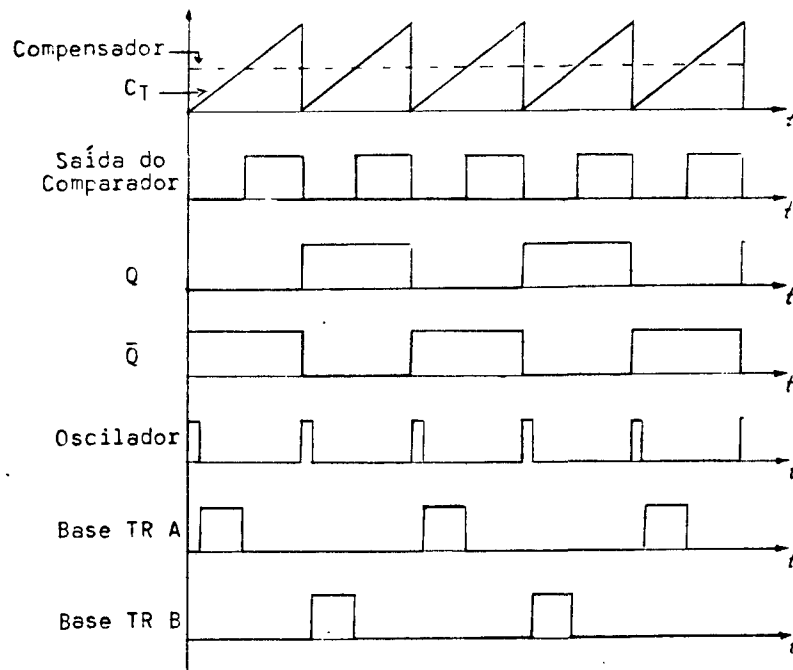


Fig. 7.3 - Principais sinais do CI LM 3524.

O funcionamento do regulador se baseia na comparação entre um nível CC fornecido ao pino compensador (tracejado, na figura) e uma onda triangular, gerada no oscilador a partir de uma base de tempo externa R_T - C_T . A largura do pulso da saída do comparador é ajustada pelo nível CC do compensador. Esta onda quadrada, junto com as saídas Q e \bar{Q} do flip-flop e do sinal do oscilador, ataca a base de cada transistor, podendo, assim, controlar a sua razão-cíclica de funcionamento. As portas Não-Ou impedem que os transistores conduzam ao mesmo tempo, mantendo-os cortados pelo tempo dado pela largura de pulso do oscilador, que é dependente, somente, do valor do capacitor C_T .

7.3. CIRCUITO GERADOR DOS SINAIS DE COMANDO

O esquema básico do circuito gerador dos sinais de comando, que utiliza o CI 3524, está dado abaixo, na figura 7.4.

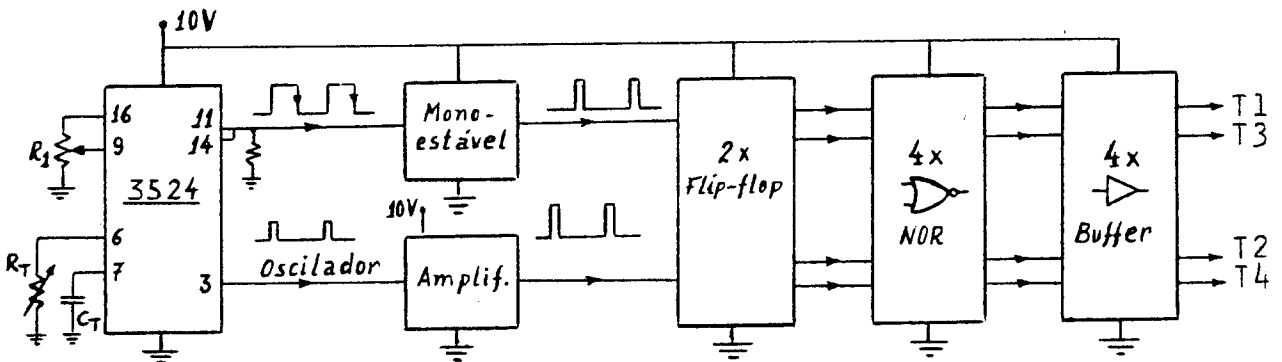


Fig. 7.4 - Esquema simplificado do circuito gerador de sinais de comando.

Os sinais de comando das chaves semicondutoras do conversor foram obtidos com base nos três (3) sinais disponíveis no regulador 3524: o sinal do oscilador (pino 3) e os dois (2) sinais complementares dos transistores de saída, que são colocados

em paralelo (pinos 11 e 14). A largura de pulso desse último sinal é controlada pelo potenciômetro R1, ligado ao pino compensador (9).

O sinal do oscilador(3) é amplificado através de um circuito integrado (CI) comparador (LM 311) e aciona o relógio do flip-flop inferior. Duas portas NOR fornecem o tempo morto aos sinais, que recebem, finalmente, um ganho de corrente através do buffer de saída. São obtidos, assim, os sinais T2 e T4.

A onda quadrada, obtida pelo paralelismo dos emissores dos transistores de saída, é aplicada a um CI monoestável sensível à transição negativa. A saída deste monoestável fornecerá um sinal pulsado semelhante ao do oscilador do 3524, porém defasado em relação a este último. Tal saída acionará o flip-flop superior que produzirá dois sinais complementares. As portas NOR conferem-lhes um tempo morto e os sinais recebem, por fim, um ganho de corrente através do buffer. São gerados, assim, os sinais de comando T1 e T3, defasados dos sinais T2 e T4 por um ângulo dado pelo potenciômetro de controle R1 (ângulo de controle " θ ").

O diagrama de ligação do circuito completo do gerador de sinais de comando está apresentado na figura 7.5.

O circuito inicializador faz com que os flip-flops sejam habilitados, após um certo tempo, e passem a gerar os sinais de comando, na sequência dada pela figura 7.1.

Este circuito possui uma base de tempo (RC) que deixa transcorrer alguns milissegundos - necessários para a estabilização de todos os CI's - antes de habilitar o seu flip-flop. Uma vez em condições de comutar, este flip-flop (tipo "toggle") identifica o primeiro pulso do monoestável para, então, habilitar os

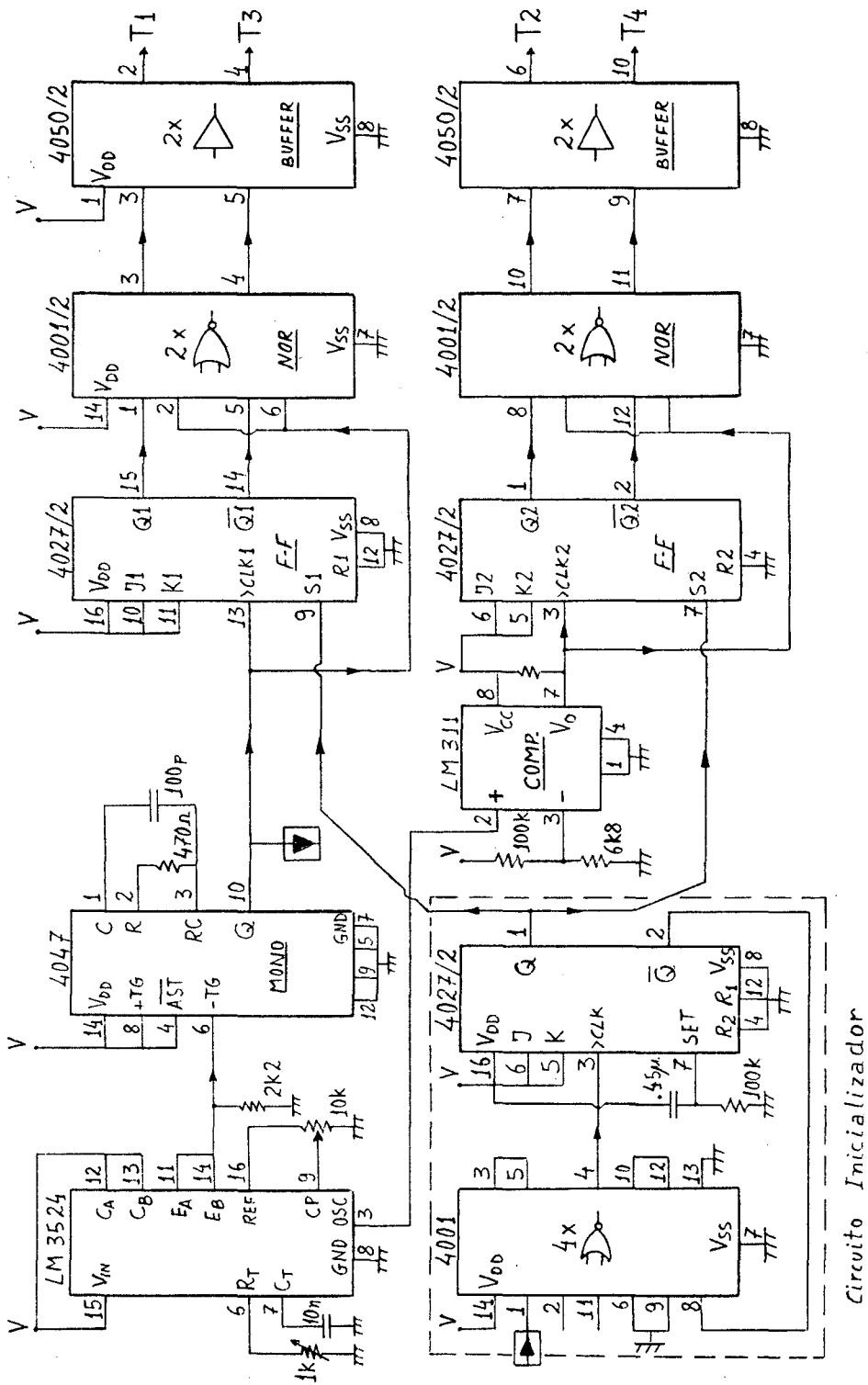


Fig. 7.5 - Circuito completo do gerador de sinais de comando.

flip-flops principais (também "toggle"), que passam a comutar na sequência desejada. O esquema simplificado do circuito inicializador está apresentado na figura 7.6.

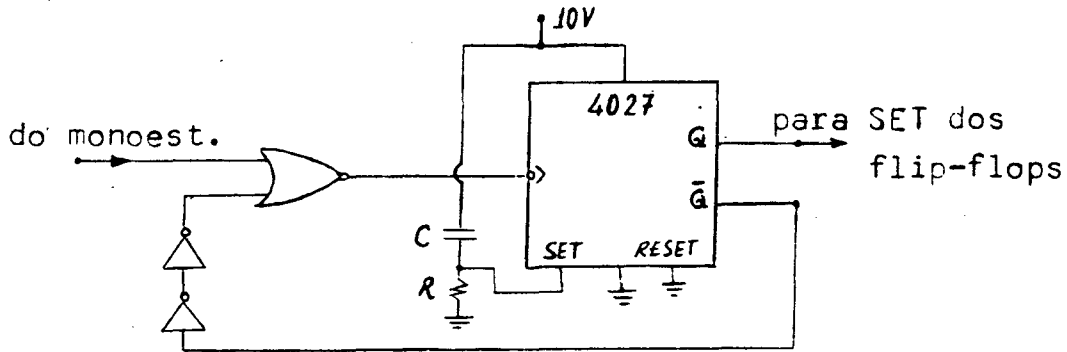


Fig. 7.6 - Esquema simplificado do circuito inicializador.

Todos os CI's utilizados são de tecnologia CMOS e alimentados com 10 V.

7.4. COMANDO DE GATE

Para fazer a interface entre o circuito gerador dos sinais de comando e o circuito de gate dos transistores Mosfet's - tecnologia escolhida para os transistores de potência -, usou-se o circuito de comando de gate da figura 7.7.

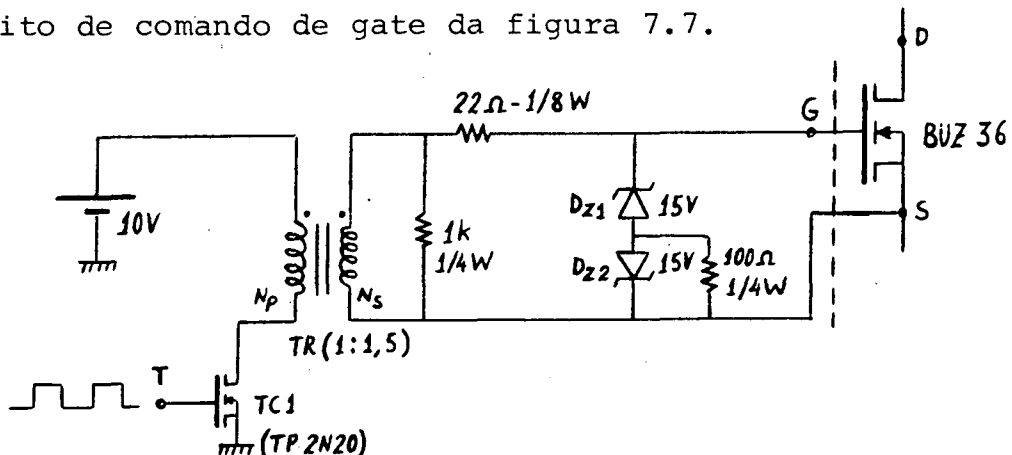


Fig. 7.7 - Comando de gate dos transistores de potência.

O transformador de isolamento tem a relação de espiras 1/1,5 e possui núcleo de ferrite tipo E30 (thornton) com entreferro de papel prespan e comprimento de 0,25 mm. O número de espiras de cada enrolamento é:

$$N_p = 16 \text{ espiras (\# 23 AWG)}$$

$$N_s = 32 \text{ espiras (\# 30 AWG)}$$

O resistor de 22 ohm controla adequadamente o tempo de subida da tensão dreno-fonte (V_{DS}), no momento da entrada em condução. Já o resistor de 1 kohm é necessário para o amortecimento de oscilações no secundário do transformador, em virtude da recuperação dos diodos-zener.

A função dos diodos-zener é grampear a tensão V_{GS} em $\pm 15V$, protegendo o gate que é sensível a tensões superiores a $\pm 20V$. O zener DZ2 tem, ainda, a função de proporcionar a desmagnetização do transformador, no momento em que o transistor de comando TC1 é cortado.

O resistor de 100 Ω proporciona uma rápida descarga da tensão negativa (-15 V) do capacitor intrínseco do Mosfet de potência (C_{iss}), antes de um novo comando de entrada em condução.

As formas de onda da tensão gate-fonte (V_{GS}) e da corrente de carga e descarga das capacitâncias intrínsecas do transistor de potência, são apresentadas na figura 7.8, tais como foram obtidas em laboratório.

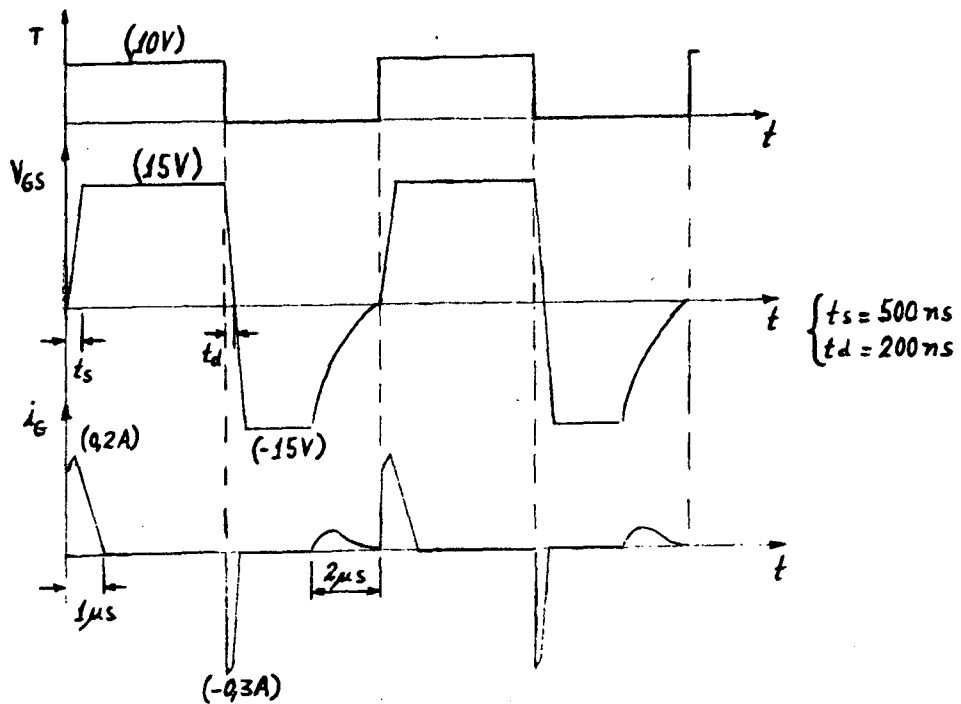


Fig. 7.8 - Sinal de comando, tensão e corrente de gate.

7.5. CONCLUSÕES

Os sinais de comando dos interruptores de potência, em lógica complementar e controle por defasamento, foram obtidos por meio de um circuito gerador de sinais baseado no CI 3524, um regulador de tensão PWM. As funções desse circuito integrado foram sumariamente descritas no presente capítulo.

O comando de gate isolado tem como função servir de interface de potência entre os sinais de comando gerados e o terminal de gate dos Mosfets de potência, que exigem picos de centenas de miliampêres para a carga e descarga de suas capacitâncias intrínsecas.

Tais circuitos, uma vez implementados, atenderam muito satisfatoriamente aos objetivos propostos.

CAPÍTULO VIII

ESTUDO EXPERIMENTAL DO CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE

8.1. INTRODUÇÃO

Na implementação em montagem experimental de laboratório, o conversor série ressonante, operando na frequência de ressonância, utilizou transistores de potência Mosfets, nos dois braços inversores, no lugar dos tiristores de um braço e dos tiristores-duais do outro. Estes são usados, na análise do conversor, apenas para enfatizar que uma comutação é garantidamente natural (não-dissipativa), permitindo o seu uso, de fato, mas em frequências relativamente baixas.

Os transistores Mosfet's permitem o uso da alta frequência de chaveamento imposta ao conversor (100 KHz) com comutações suficientemente rápidas - da ordem de centenas de nanosegundos, para um período de dez (10) microsegundos.

Os dispositivos de ajuda à comutação forçada (dissipativa) são simplesmente, conforme a análise e o projeto, um indutor em série com a chave no braço do tiristor - em que a entrada em condução é forçada -, e um capacitor em paralelo com a chave

no braço do tiristor-dual - em que o bloqueio é forçado. Com esses "snubber's", indutivo e capacitivo, todas as comutações passam a ser naturais, isto é, não-dissipativas.

8.2. DESCRIÇÃO DA MONTAGEM

O esquema de ligações completo da montagem experimental, do conversor série ressonante CC-CC, está apresentado na figura 8.1.

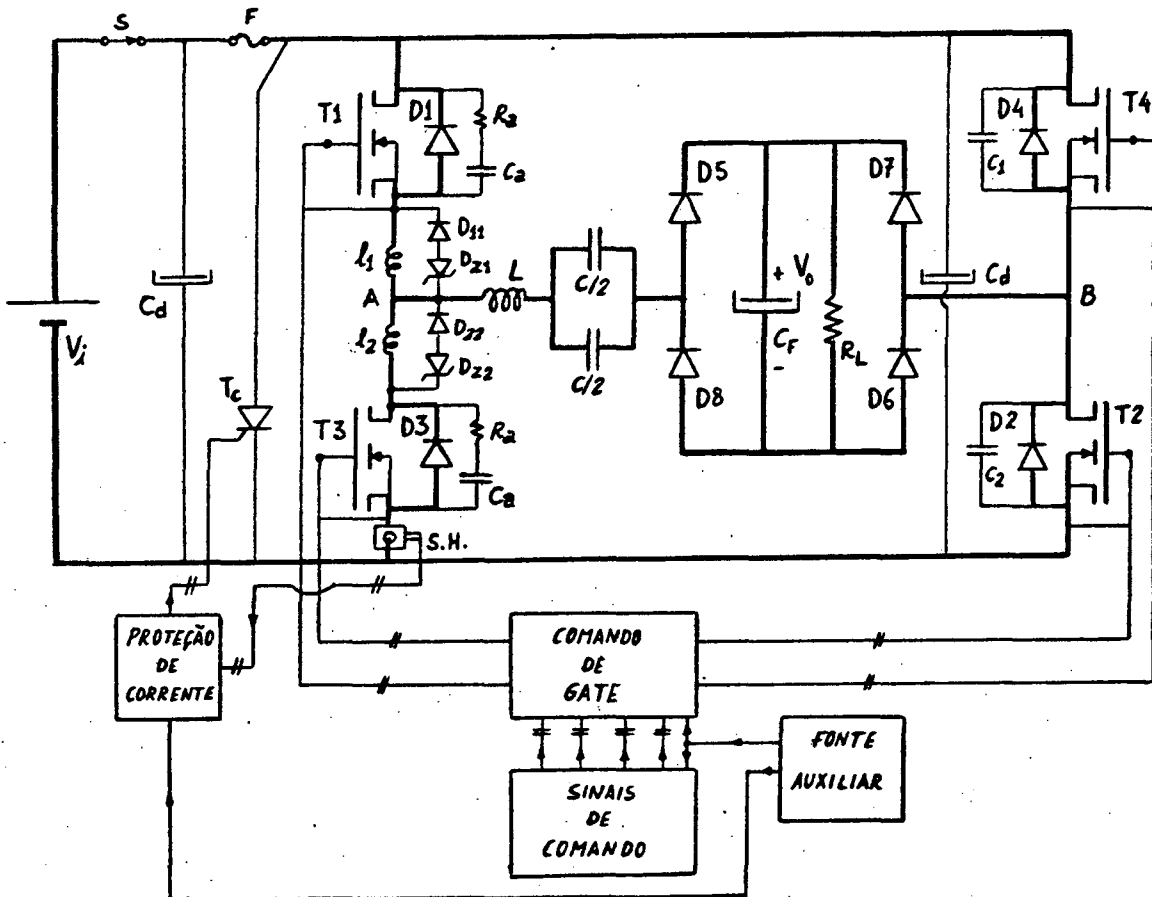


Fig. 8.1 - Esquema completo do protótipo.

A tensão da fonte de alimentação ajustável (V_i) alcança, no máximo, 40 volts. Esta foi a tensão nominal de entrada para o protótipo, ao invés dos 48 volts de projeto.

Os componentes que aparecem na montagem do protótipo e que não pertencem ao esquema original do conversor, têm a sua função explicada a seguir.

8.2.1. Circuito amortecedor (R_a - C_a)

Este circuito, constituído por um resistor ($R_a=100\Omega$) e um capacitor ($C_a=0,1\mu F$), objetiva amortecer as oscilações de tensão que aparecem nas chaves do braço nº 1 no momento em que recebem comando de abertura.

8.2.2. Capacitores de desacoplamento

Em função da alta frequência de operação do conversor, qualquer comprimento de fio envolvendo alguns centímetros representa uma indutância parasita significativa. Estas indutâncias espúrias, inevitavelmente presentes nas ligações da montagem, seriam causas de sobretensão a cada comutação. Para prevenir tais fenômenos foram usados capacitores de desacoplamento (C_d), conectados em paralelo e o mais próximo possível de cada braço inversor.

8.2.3. Diodo em anti-série com zener

Cada indutor de comutação está sujeito a elevados picos de tensão, como consequência da recuperação dos diodos principais

integrados. Embora esses picos de tensão sejam extremamente rápidos (em torno de 50 ns), foram usados um diodo em anti-série com um zener, colocados em paralelo com cada indutor de comutação, para minimizá-los. O diodo zener grampeia, no seu valor nominal, o pico de tensão que ocorre durante a recuperação do diodo integrado, que tem comportamento reconhecidamente lento durante essa fase.

8.2.4. Circuito de proteção contra sobre-corrente

O tiristor T_c está presente no circuito do conversor, associado ao sensor de corrente a efeito Hall, com a função única de colocar o barramento e capacitores de desacoplamento em curto-circuito, tão logo o sensor Hall identifique um nível de corrente superior ao estabelecido pelo circuito de proteção contra sobre-corrente. O braço nº 1 é o que está protegido por ser o mais crítico, em virtude do pequeno tempo morto atribuído às suas chaves, necessário para o bom funcionamento da estrutura.

O circuito de proteção contra sobre-corrente está baseado em um CI comparador - LM 311 - e apresenta-se na figura 8.2.

O sensor de corrente a efeito Hall é um modelo para cem ampère (100A) que oferece um sinal de tensão, proporcional à corrente contínua ou alternada, disponível sobre um resistor de trezentos e trinta ohm (330 ohm). A proporção é de 5V/15A para uma meia-volta de fio, isto é, o fio passando direto através do sensor, como aparece na figura 8.3.

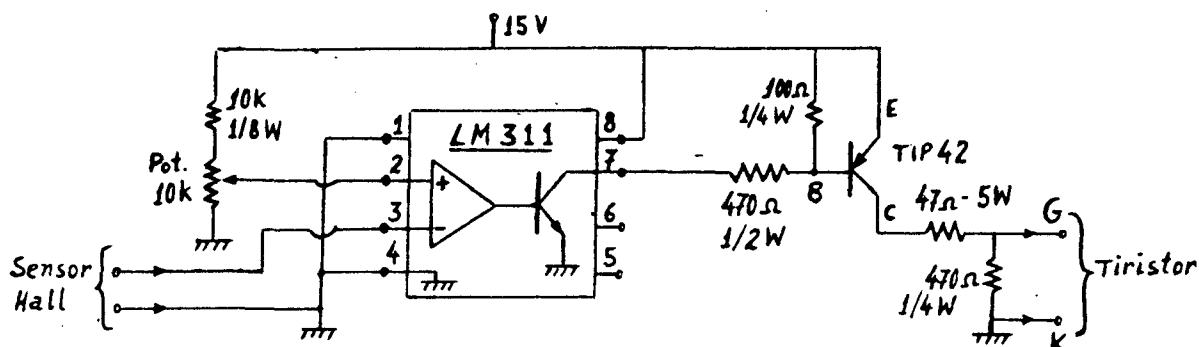


Fig. 8.2 - Circuito de proteção contra sobre-corrente.

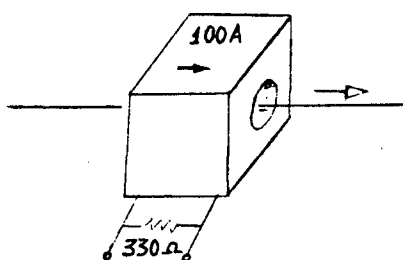


Fig. 8.3 - Sensor de corrente a efeito Hall.

8.3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS

Colocado em funcionamento, o conversor série ressonante produziu todos os resultados previstos na análise e na simulação, a menos das não-idealidades presentes, sempre, numa montagem experimental.

8.3.1. Modo de operação em condução contínua

a) Tensão e corrente no circuito ressonante

No modo de operação em que a corrente do circuito ressonante não se anula durante meio-ciclo, isto é, na condução contínua,

foram obtidas as seguintes formas de onda para a tensão no capacitor e corrente no indutor do circuito ressonante: fotografia da figura 8.4.

Escalas:

tempo - $2\mu\text{s}/\text{div.}$

V_C - $20\text{V}/\text{div.}$

I_L - $4\text{A}/\text{div.}$

Operação:

$q=0,50$; $R_L=2,5\Omega$.

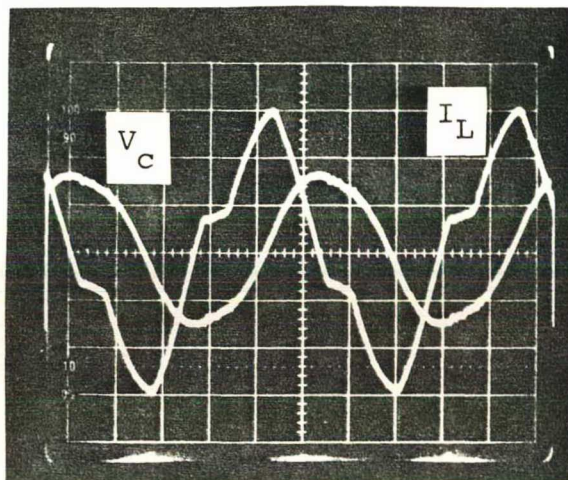


Fig. 8.4 - Tensão no capacitor e corrente no indutor do circuito ressonante.

O ponto de operação é dado para:

$q = 0,50$; $R_L = 2,5\Omega$; $V_i = 40\text{V}$; $V_o = 15,4\text{V}$; $I_o = 6\text{A}$.

b) Tensão entre os pontos médios

A tensão V_{AB} , entre os pontos médios dos braços inversores é apresentada na fotografia da figura 8.5, juntamente com a corrente ressonante.

Escalas:

tempo - $2\mu\text{s}/\text{div.}$

V_{AB} - $50\text{V}/\text{div.}$

I_L - $10\text{A}/\text{div.}$

operação:

$q=0,50$; $R_L=2,5\Omega$.

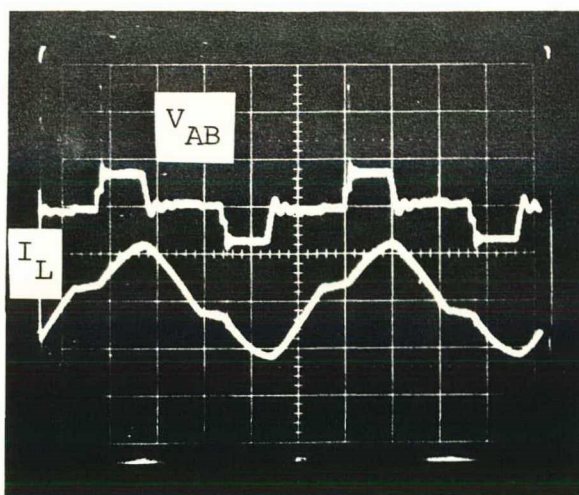


Fig. 8.5 - Tensão V_{AB} e corrente ressonante.

Observa-se nesta figura o ângulo " θ " (theta) de controle, quando $V_{AB} = V_i = 40V$. Sendo o ganho estático igual a 0,50 o ângulo " θ " deverá ser, aproximadamente, sessenta graus (60°), conforme se pode verificar na fotografia.

Um elevado pico de tensão " V_{AB} " ocorre na entrada em condução dos transistores do braço nº 1 (T1 e T3), em função da característica de comutação relativamente lenta dos diodos integrados dos Mosfets. Sendo grande a derivada no tempo da corrente de recuperação reversa de tais diodos, os indutores de comutação ficam submetidos a um pico de tensão que se soma à tensão da fonte e resulta aplicado sobre o transistor que se bloqueia.

c) Plano-de-fase para condução contínua

Para o mesmo ponto de operação anterior, em condução contínua, obteve-se, também, no osciloscópio, o plano-de-fase do conversor, conforme se mostra na figura 8.6.

Escalas:

Vertical - 4A/div.

Horizontal - 10V/div.

Operação:

$q=0,5$; $R_L=25\Omega$.

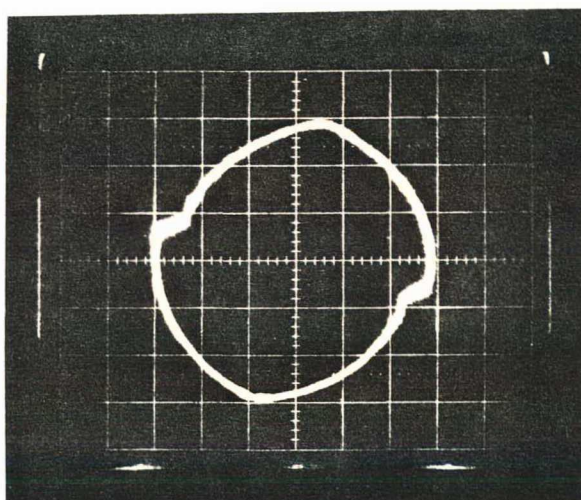


Fig. 8.6 - Plano-de-fase para condução contínua.

Comparando-se esta fotografia com a figura 3.2, que representa o plano-de-fase teórico, comprova-se a existência das três etapas distintas de funcionamento do conversor.

8.3.2. Modo de operação em condução descontínua

a) Tensão e corrente no circuito ressonante

No modo de operação do conversor em que a corrente se anula em um meio-ciclo, isto é, na condução descontínua, a tensão no capacitor e a corrente no indutor, do circuito ressonante, são apresentadas na fotografia da figura 8.7.

Escalas:

tempo - $2\mu\text{s}/\text{div.}$

V_C - $5\text{V}/\text{div.}$

I_L - $2\text{A}/\text{div.}$

Operação:

$q=0,5$; $R_L=8,0\Omega$.

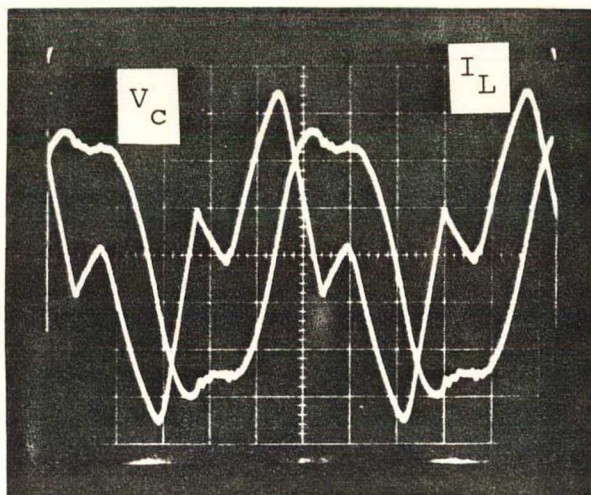


Fig. 8.7 - Tensão e corrente ressonantes.

Verifica-se nessa fotografia, claramente, um dos efeitos da não-idealidade associada aos componentes do conversor: devido à recuperação dos diodos retificadores, a forma da corrente não corresponde, exatamente, à simulação apresentada na figura 6.9. O pico de corrente que aparece, quando a corrente deveria ser nula, é causado pela corrente de recuperação reversa do diodo da ponte retificadora, que não é suficientemente rápido; ou, de outra forma, a carga armazenada na sua capacitância intrínseca é muito grande, exigindo uma elevada corrente para descarregá-la.

b) Tensão entre os pontos médios

A fotografia correspondente à tensão V_{AB} , entre os pontos médios dos braços inversores, e a corrente do circuito ressonante está apresentada na figura 8.8.

Escalas:

tempo - $2\mu\text{s}/\text{div.}$

V_{AB} - $20\text{V}/\text{div.}$

I_L - $4\text{A}/\text{div.}$

Operação:

$q=0,5$; $R_L=8,0\Omega$.

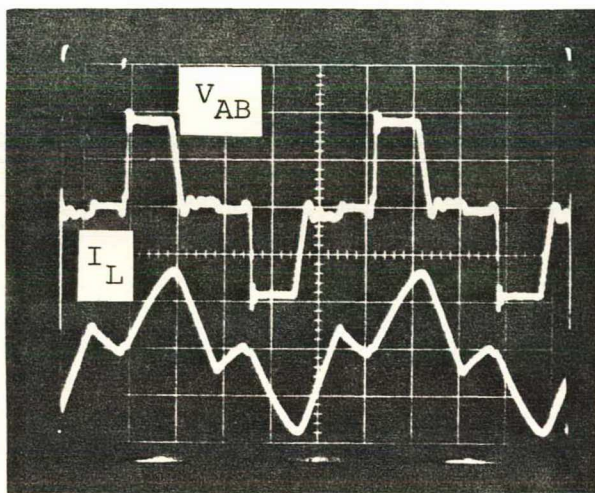


Fig. 8.8 - Tensão V_{AB} e corrente ressonante.

c) Plano-de-fase para a condução descontínua.

Para a condução descontínua, o plano-de-fase gerado pelo conversor está apresentado na fotografia da figura 8.9.

Escalas:

Vertical - $2\text{A}/\text{div.}$

Horizontal - $5\text{V}/\text{div.}$

Operação:

$q=0,50$; $R_L=8,0\Omega$.

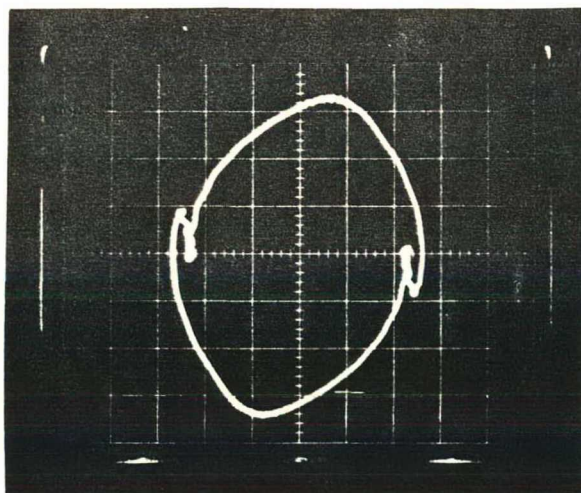


Fig. 8.9 - Plano-de-fase para condução descontínua.

Essa fotografia evidencia, de uma outra forma, a recuperação dos diodos da ponte retificadora e sua influência na corrente ressonante.

Este plano-de-fase não corresponde exatamente ao analisado teoricamente, pois, naquele, as dimensões dos eixos vertical e horizontal correspondem, ambas, a tensão. Já, no osciloscópio, como se verifica na fig. 8.9, a dimensão do eixo vertical é de corrente.

8.3.3. A comutação nos braços inversores

a) Condução contínua

O braço inversor nº 1 tem, conceitualmente, uma comutação não-dissipativa: o bloqueio. Na entrada em condução o transistor assumiria um certo nível de corrente, teoricamente. Com o snubber indutivo obtém-se uma comutação com corrente zero; é o que acontece no protótipo e se pode verificar na fotografia da figura 8.10.

Escalas:

tempo - $1\mu\text{s}/\text{div.}$

20V/div.

4A/div.

tempo - $50\text{ns}/\text{div.}$

20V/div.

4A/div.

Operação:

$q=0,50$; $R_L=2,5\Omega$.

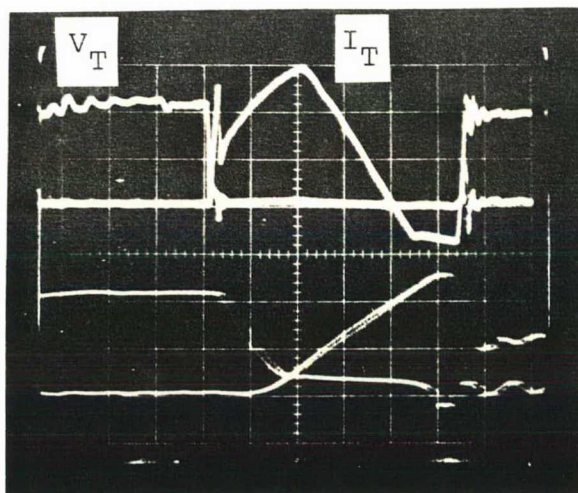


Fig. 8.10 - Comutações no braço nº 1 - modo contínuo.

Observe-se que a parte negativa da corrente está sendo conduzida pelo diodo, em anti-paralelo com o transistor.

Conceitualmente, o braço inversor nº 2 também tem uma comutação não-dissipativa: a entrada em condução ocorre com corrente nula. Mas o bloqueio seria forçado, não fosse a presença do "snubber" capacitivo, que retarda o crescimento da tensão de bloqueio sobre o transistor, produzindo uma comutação com tensão zero, não-dissipativa. É o que acontece no protótipo e se verifica na fotografia da figura 8.11.

Escalas:

tempo - $1\mu\text{s}/\text{div.}$

20V/div.

4A/div.

tempo - $100\text{ns}/\text{div.}$

20V/div.

4A/div.

Operação:

$q=0,50$; $R_L=2,5\Omega$.

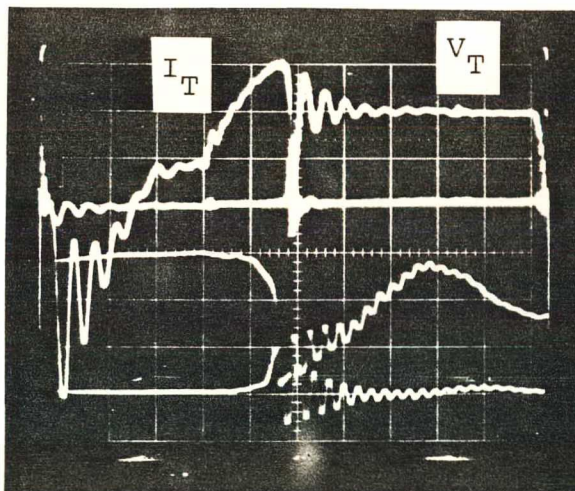


Fig. 8.11 - Comutações no braço nº 2 - modo contínuo.

Apesar das componentes de alta frequência superpostas às formas-de-onda, devidas às indutâncias e capacitâncias parasitas, pode-se constatar a eficiência do "snubber" capacitivo no desacoplamento da tensão e da corrente, no momento do bloqueio da chave.

b) Condução descontínua

A operação no modo descontínuo é a que produz os melhores resultados em termos de comutação. O braço nº 1 é o mais favorecido: tanto o bloqueio quanto a entrada em condução ocorrem com corrente nula, independentemente da presença, ou não, do "snubber" indutivo. A figura 8.12 registra as comutações do braço nº 1, para o protótipo construído.

Escalas:

tempo - $1\mu\text{s}/\text{div.}$

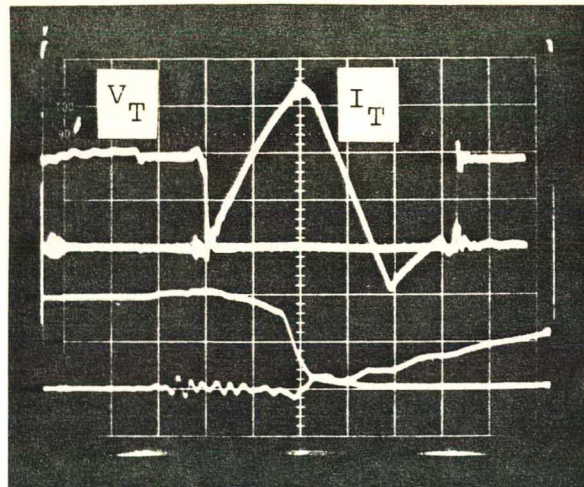
20V/div.

2A/div.

tempo - $100\text{ns}/\text{div.}$

20V/div.

2A/div.



Operação:

$q=0,5$; $R_L=8,0\Omega$.

Fig. 8.12 - Comutação no braço nº 1 - modo descontínuo.

A comutação no momento do bloqueio do braço nº 2, ainda carece de "snubber" capacitivo, uma vez que o transistor sempre será cortado com corrente. A fotografia da figura 8.13 mostra, mais uma vez, e de uma forma mais clara, a influência benéfica do "snubber" capacitivo no momento do bloqueio do transistor.

Escala:

tempo - $1\mu\text{s}/\text{div.}$

$20\text{V}/\text{div.}$

$4\text{A}/\text{div.}$

tempo - $100\text{ns}/\text{div.}$

$20\text{V}/\text{div.}$

$4\text{A}/\text{div.}$

Operação:

$q=0,5$; $R_L=8,0\Omega$.

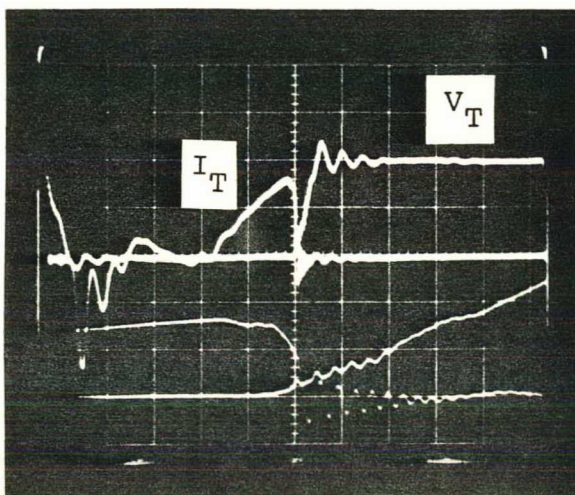


Fig. 8.13 - Comutação no braço nº 2 - modo descontínuo.

c) Comutação sem snubbers

Eliminando da estrutura do conversor os "snubbers" indutivo e capacitivo, uma das comutações será, sempre, dissipativa, no modo de condução contínuo. Já no modo descontínuo haverá comutação dissipativa somente no braço nº 2.

Na fotografia da figura 8.14 observam-se as comutações no braço nº 1, em condução contínua.

Escala:

tempo - $1\mu\text{s}/\text{div.}$

$20\text{V}/\text{div.}$

$4\text{A}/\text{div.}$

tempo - $50\text{ns}/\text{div.}$

$20\text{V}/\text{div.}$

$4\text{A}/\text{div.}$

Operação:

$q=0,5$; $R_L=2,5\Omega$.

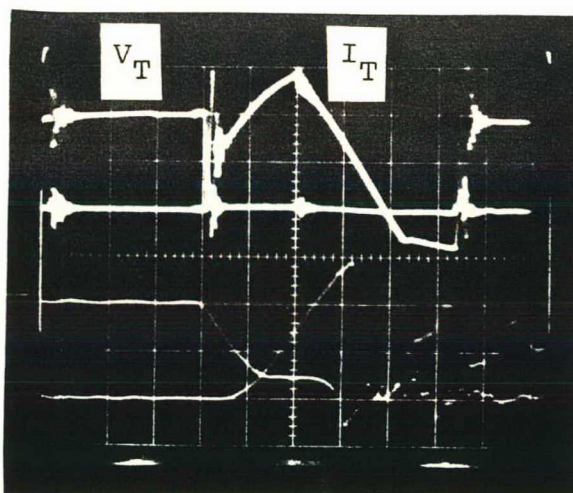


Fig. 8.14 - Comutações no braço nº 1 - sem "snubber".

A comutação não é tão ruim, em virtude da presença de indutâncias parasitas nas ligações dos componentes desse braço. Elas agem como um "snubber" indutivo de baixo valor.

A figura 8.15 apresenta a fotografia das comutações do braço nº 2, em condução contínua.

Escalas:

tempo - $1\mu\text{s}/\text{div.}$

20V/div.

4A/div.

tempo - $100\text{ns}/\text{div.}$

20V/div.

4A/div.

Operação:

$q=0,5$; $R_L=2,5\Omega$.

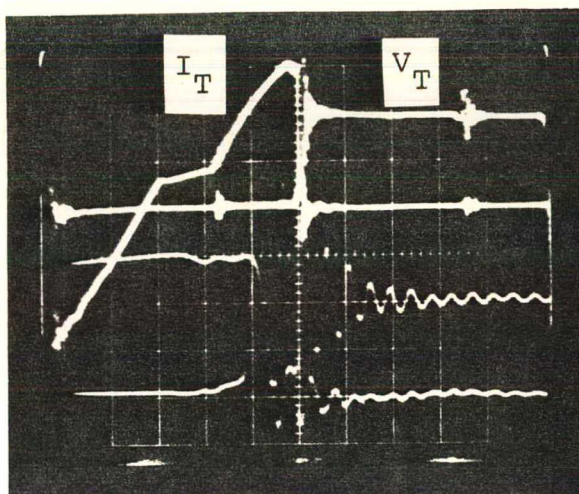


Fig. 8.15 - Comutações no braço nº 2 - sem "snubber".

Verifica-se nessa fotografia a simultaneidade do decrescimento da corrente e do crescimento da tensão de bloqueio do transistor. Isto caracteriza uma comutação extremamente dissipativa.

O modo de operação em condução descontínua só apresentou comutação dissipativa para o braço nº 2, sem "snubber". As formas de onda relativas a esta comutação são semelhantes às da fotografia da fig. 8.15, apenas com níveis de corrente mais baixos.

8.3.4. Característica externa

A característica externa do conversor, ou seja, a relação entre a tensão e a corrente de carga, deve confirmar as expressões para o ganho estático, nos dois modos de operação, desconsiderando-se as não-idealidades - quedas de tensão na resistência de condução dos Mosfet's, por exemplo.

As expressões do ganho estático estão reescritas a seguir:

- condução contínua:

$$q = \cos \gamma = \cos\left(\frac{\pi - \theta}{2}\right) \quad (8.1)$$

- condução descontínua:

$$q = \bar{V}_{CO} + 1 - \frac{\text{sen } \gamma}{\text{sen}(\gamma + \theta)} \quad (8.2)$$

ou

$$q = \frac{\pi}{2} \bar{I}_O + 1 - \frac{\text{sen } \gamma}{\text{sen}(\gamma + \theta)} \quad (8.3)$$

Com o levantamento dos pontos de operação, desde uma corrente muito pequena até a nominal, a característica externa normalizada foi traçada, conforme a figura 8.16.

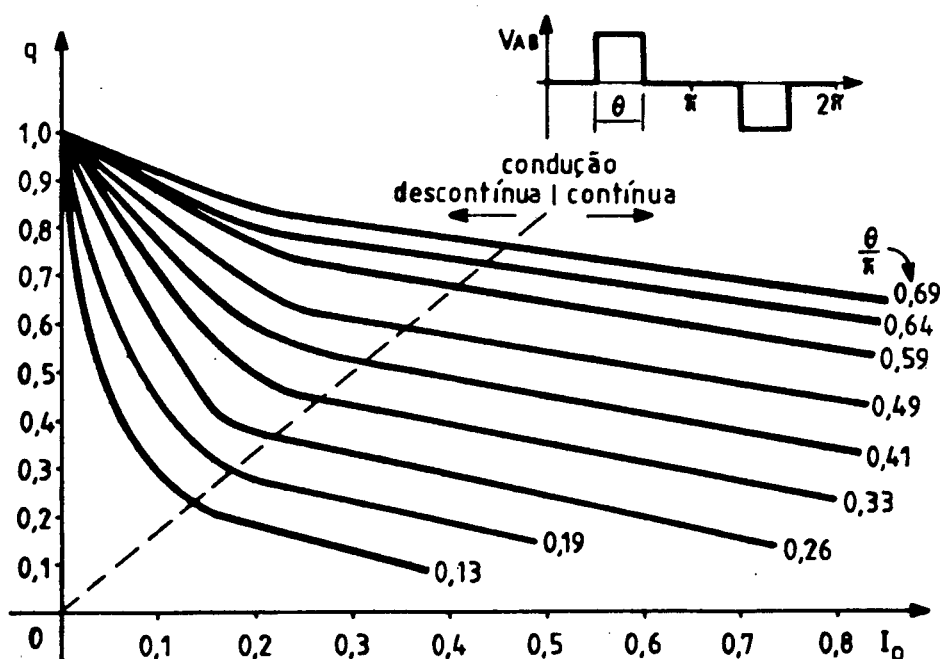


Fig. 8.16 - Característica externa normalizada, experimental.

Comparando-se esta com a figura 3.9 - a característica externa teórica -, verifica-se que são muito semelhantes, o que confirma a previsão analítica daquela.

A resistência de carga que dá início à condução descontínua é, teoricamente (3.115):

$$R_L \geq \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \rightarrow R_L \geq 4,8\Omega \quad (8.4)$$

Obteve-se, com o protótipo:

$$R_L \geq 5,5\Omega \quad (8.5)$$

o que caracteriza um resultado muito satisfatório.

8.3.5. Tensão de pico do capacitor ressonante

Demonstra-se, analiticamente, que a tensão de pico do capacitor é diretamente proporcional à corrente média de carga:

$$V_{co} \sim I_o.$$

O levantamento experimental de diversos pontos de operação, nos dois modos de condução, forneceu, como resultado, a curva normalizada apresentada na figura 8.17.

Obtém-se, assim, a confirmação da relação analítica - expressões (3.65) ou (3.155).

$$\bar{V}_{co} = \frac{\pi}{2} \cdot \bar{I}_o \quad (8.6)$$

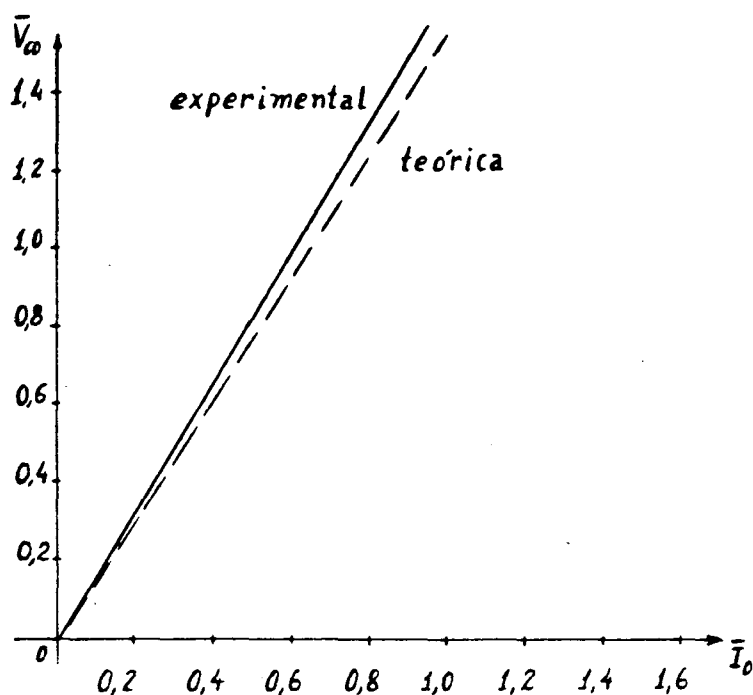


Fig. 8.17 - Proporcionalidade entre V_{co} e I_o .

8.4. CONCLUSÕES

O conversor série ressonante, operando na frequência de ressonância, foi implementado na forma de um protótipo de laboratório utilizando-se, como interruptores de potência, transistores unipolares Mosfet com seus diodos integrados em anti-paralelo na função regenerativa.

Todo o estudo experimental foi desenvolvido com o conversor em malha-aberta.

Foram utilizados dispositivos de ajuda à comutação ("snubbers") indutivo - braço nº 1 - para alcançar-se comutação com corrente nula na entrada em condução e capacitivo - braço nº 2 - para obter-se comutação com tensão nula no bloqueio, quando no modo de condução contínua. Obteve-se, assim, comutação não-dissipativa

para os dois braços inversores do conversor.

As formas de onda esperadas para as grandezas ressonantes - tensão no capacitor e corrente no indutor -, assim como o plano-de-fase da estrutura, foram obtidas e fotografadas. Ambas apresentaram uma forma quase-senoidal na condução contínua.

O controle do fluxo de potência à carga foi efetivamente obtido por meio do ajuste do ângulo de controle " θ ", no circuito gerador dos sinais de comando, caracterizando uma modulação por largura de pulso (PWM) com defasamento.

A característica externa ($V_o \times I_o$) do CSR implementado confirma a correspondente característica teórica, a menos das quedas de tensão nos semicondutores, não levadas em conta na análise.

A proporcionalidade da tensão de pico do capacitor ressonante com a corrente média de carga foi, também, comprovada para os dois modos de operação.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foram realizadas análises qualitativa e quantitativa de um novo conversor série ressonante com modulação tipo PWM, como alternativa ao conversor ressonante convencional com modulação de frequência. A análise matemática restringiu-se ao regime permanente e o protótipo laboratorial foi estudado apenas em malha aberta.

Foram identificados dois modos de operação: em condução contínua e em condução descontínua. O modo contínuo oferece algumas vantagens sobre o descontínuo, tais como: menor conteúdo harmônico, melhor regulação de tensão de saída e menores valores de pico, eficaz e médio sobre os interruptores, para uma mesma potência.

A alta frequência constante de operação a que pode ser submetido, devido à comutação não-dissipativa, facilita a sua otimização, em termos de alta densidade de potência, recomendando tal conversor a aplicação de altas potências.

As vantagens do CSR com frequência constante em relação aos

conversores ressonantes com modulação de frequência e aos não-ressonantes, são enumeradas a seguir:

1. Utilização de frequência constante, facilitando a otimização do conversor em termos de densidade de potência;
2. Comutação não-dissipativa com dispositivos de ajuda à comutação usando um único componente;
3. Níveis muito baixos de interferência por rádio-frequência ou eletromagnética (RFI ou EMI);
4. A carga é atacada em corrente, permitindo a utilização de um simples filtro capacitivo;
5. Pode usar como indutor ressonante a própria indutância de dispersão de um eventual transformador de isolamento;
6. Pode ser implementado como conversor abaixador ("buck") ou elevador ("boost") dependendo apenas da relação de transformação especificada.

Algumas desvantagens foram também identificadas, tais como:

1. Não funciona com carga aberta (em vazio) - para o conversor tipo série;
2. O capacitor de filtragem fica submetido a um elevado valor de corrente eficaz;
3. Aparecem elevados picos de tensão ("spikes") sobre os interruptores do braço que comuta com corrente nula, devido ao indutor de comutação - isto é mais sério para o caso de diodos regenerativos (em anti-paralelo com o transistor) com característica de recuperação lenta.

As aplicações a que se ajustam um conversor como o estudado podem ser as seguintes:

1. Conversores CC-CC para médias e altas potências;

2. Inversores para sistemas de alimentação ininterruptos tipo "No-break" com um CSR como estágio intermediário, acumulando, eventualmente, a função de controle.

Como sugestão de trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento desse novo conversor, são apresentados os seguintes itens:

1. Análise do regime transitório e estudo experimental do fechamento da malha de controle;
2. Estudo do transformador de isolamento e da possibilidade do uso de sua indutância de dispersão como indutor ressonante;
3. Estudo do CSR com potências mais elevadas (alguns KW) buscando-se otimização do rendimento e da densidade de potência;
4. Estudo do CSR operando com frequência constante diferente da ressonante;
5. Estudo do CSR utilizando transistores bipolares em frequências menos altas;
6. Estudo do conversor ressonante tendo a carga em paralelo com o capacitor ressonante (CPR);
7. Estudo do inversor série ressonante tendo na sua saída um cicloconversor com modulação adequada para produção de tensão senoidal em frequência industrial.

APÊNDICE A

MÉTODO DO PLANO DE FASE

A análise matemática de circuitos ressonantes, não-amortecidos ou pouco amortecidos, é adequadamente realizada com a abordagem do plano de fase (ou "state-plane"), que está explicada a seguir².

Um circuito oscilante sempre incluirá, pelo menos, uma fonte de tensão equivalente, um indutor e um capacitor, conforme a figura A.1.

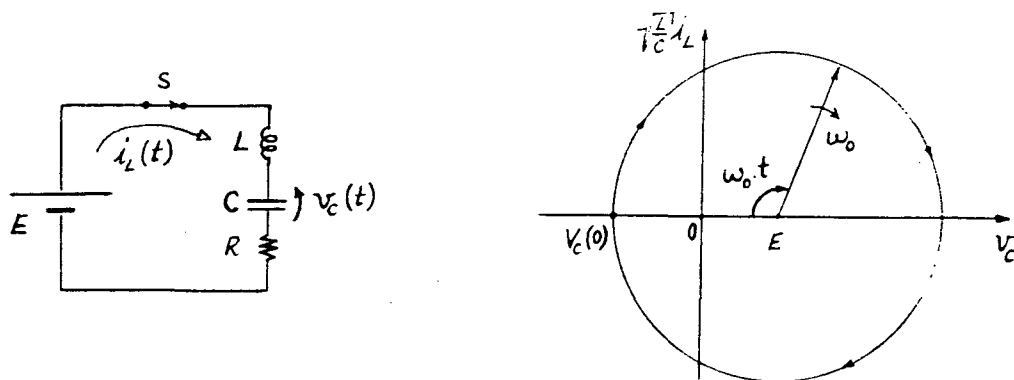


Fig. A.1 - Circuito oscilante básico e plano-de-fase não-amortecido.

A resistência R pode ser interpretada como a resistência série equivalente do circuito. Se o seu valor é nulo, o circuito ressonante não tem amortecimento e a seguinte equação caracteriza o comportamento oscilante do circuito LC, no plano complexo, em termos da tensão no capacitor e da corrente ressonante.

$$Z(t) = v_C(t) + j\sqrt{\frac{L}{C}} i_L(t) \quad (A.1)$$

Nesta equação a corrente está multiplicada por um fator $\sqrt{L/C}$, que tem dimensão de impedância, acarretando, assim, a dimensão de tensão para a quantidade imaginária.

Essa expressão (A.1) descreve, portanto, o comportamento da tensão do capacitor e da corrente oscilante através de pontos $Z(t)$ do plano complexo que, ao longo do tempo, ocupam o lugar geométrico de uma circunferência cujo centro é, sempre, o valor da fonte equivalente "E".

Através das equações diferenciais que descrevem o comportamento do circuito, com condições iniciais $V_C(0)$ e $I_L(0)$, chega-se a:

$$Z(t) = \left[-(E - V_C(0)) + j\sqrt{\frac{L}{C}} I_L(0) \right] e^{-j\omega_0 t} + E \quad (A.2)$$

Pela expressão (A.1) a parte real dessa expressão complexa corresponde à tensão do capacitor ressonante, e a parte imaginária, à corrente. Assim:

$$V_C(t) = -(E - V_C(0)) \cos \omega_0 t + \sqrt{\frac{L}{C}} I_L(0) \sin \omega_0 t + E \quad (A.3)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} i_L(t) = \sqrt{\frac{L}{C}} I_L(0) \cos \omega_0 t + (E - V_C(0)) \sin \omega_0 t \quad (A.4)$$

onde: ω_0 = frequência angular de ressonância.

Observe-se que o coeficiente do termo exponencial tomado em módulo é, sempre, o raio do círculo que caracteriza o plano de fase, conforme se vê na figura A.1.

APÊNDICE B

DESENVOLVIMENTO DAS INTEGRAIS A1, B1, C1

1. DESENVOLVIMENTO DE A1

A expressão para A1 vale:
$$A1 = \frac{W_0}{2\pi} \int_0^{\theta/W_0} \bar{I}_{L1}^2(t) dt \quad (B.1)$$

Substituindo a expressão de $\bar{I}_{L1}(t)$:

$$A1 = \frac{W_0}{2\pi} \int_0^{\theta/W_0} \left[\bar{I}_1 \cos W_0 t + (1-q+\bar{V}_{c1}) \sin W_0 t \right]^2 dt \quad (B.2)$$

$$= \frac{W_0}{2\pi} \int_0^{\theta/W_0} \left[\bar{I}_1^2 \cos^2 W_0 t + 2\bar{I}_1 (1-q-\bar{V}_{c1}) \cos W_0 t \cdot \sin W_0 t + (1-q+\bar{V}_{c1})^2 \cdot \sin^2 W_0 t \right] dt \quad (B.3)$$

$$= \frac{W_0}{2\pi} \left[\bar{I}_1^2 \left[\frac{t}{2} + \frac{\sin 2W_0 t}{4W_0} \right]_0^{\theta/W_0} + 2\bar{I}_1 (1-q+\bar{V}_{c1}) \left[\frac{\sin^2 W_0 t}{2W_0} \right]_0^{\theta/W_0} + (1-q+\bar{V}_{c1})^2 \left[\frac{t}{2} - \frac{\sin 2W_0 t}{4W_0} \right]_0^{\theta/W_0} \right] \quad (B.4)$$

$$= \frac{W_o}{2\pi} \bar{I}_1^2 \left[\frac{\theta}{2W_o} + \frac{\text{sen}2\theta}{4W_o} \right] 2\bar{I}_1 (1-q+\bar{V}_{c1}) \frac{\text{sen}^2\theta}{2W_o} + (1-q+\bar{V}_{c1})^2 \left[\frac{\theta}{2W_o} - \frac{\text{sen}2\theta}{4W_o} \right] \quad (\text{B.5})$$

Assim:

$$A1 = \frac{1}{4\pi} \left[\bar{I}_1^2 \left(\theta + \frac{\text{sen}2\theta}{2} \right) + 2\bar{I}_1 (1-q+\bar{V}_{c1}) \text{sen}^2\theta + (1-q+\bar{V}_{c1})^2 \left(\theta - \frac{\text{sen}2\theta}{2} \right) \right] \quad (\text{B.6})$$

2. DESENVOLVIMENTO DE B1

$$\text{A expressão para B1 vale: } B1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{I}_{L2}^2(t) dt \quad (\text{B.7})$$

Substituindo a expressão de $\bar{I}_{L2}(t)$:

$$B1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \left[\bar{I}_2 \cos W_o t - (q+\bar{V}_{c2}) \text{sen} W_o t \right]^2 dt \quad (\text{B.8})$$

$$= \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \left[\bar{I}_2^2 \cos^2 W_o t - 2\bar{I}_2 (q+\bar{V}_{c2}) \cos W_o t \cdot \text{sen} W_o t + (q+\bar{V}_{c2})^2 \text{sen}^2 W_o t \right] dt \quad (\text{B.9})$$

$$= \frac{W_o}{2\pi} \bar{I}_2^2 \left[\frac{t}{2} + \frac{\text{sen}2W_o t}{4W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} - 2\bar{I}_2 (q+\bar{V}_{c2}) \left[\frac{\text{sen}^2 W_o t}{2W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} + (q+\bar{V}_{c2})^2 \left[\frac{t}{2} - \frac{\text{sen}2W_o t}{4W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} \quad (\text{B.10})$$

$$= \frac{W_o}{2\pi} \left\{ \bar{I}_2^2 \left[\frac{\gamma}{2W_o} + \frac{\text{sen}2\gamma}{4W_o} \right] - 2\bar{I}_2 (q+\bar{V}_{c2}) \left(\frac{\text{sen}^2 \gamma}{2W_o} \right) + (q+\bar{V}_{c2})^2 \left[\frac{\gamma}{2W_o} - \frac{\text{sen}2\gamma}{4W_o} \right] \right\} \quad (\text{B.11})$$

Assim:

$$B1 = \frac{1}{4\pi} \left[\bar{I}_2^2 \left(\gamma + \frac{\text{sen}2\gamma}{2} \right) - 2\bar{I}_2 (q + \bar{V}_{c2}) \text{sen}^2 \gamma + (q + \bar{V}_{c2})^2 \left(\gamma - \frac{\text{sen}2\gamma}{2} \right) \right] \quad (\text{B.12})$$

3. DESENVOLVIMENTO DE C1

A expressão para C1 vale:
$$C1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} \bar{i}_{Lo}^2(t) dt \quad (\text{B.13})$$

Substituindo a expressão de $\bar{i}_{Lo}(t)$:

$$C1 = \frac{W_o}{2\pi} \int_0^{\gamma/W_o} (\bar{V}_{co} - q)^2 \text{sen}^2 W_o t dt \quad (\text{B.14})$$

$$= \frac{W_o}{2\pi} (\bar{V}_{co} - q)^2 \left[\frac{t}{2} - \frac{\text{sen}2W_o t}{4W_o} \right]_0^{\gamma/W_o} = \frac{W_o}{2\pi} (\bar{V}_{co} - q)^2 \left[\frac{\gamma}{2W_o} - \frac{\text{sen}2\gamma}{4W_o} \right] \quad (\text{B.15})$$

Assim:

$$C1 = \frac{1}{4\pi} (\bar{V}_{co} - q)^2 \left(\gamma - \frac{\text{sen}2\gamma}{2} \right) \quad (\text{B.16})$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. BARBI, Ivo. Eletrônica de potência. Florianópolis, UFSC, 1986. 360p., p.9-12.
2. _____. Eletrônica de potência II. Florianópolis, UFSC, Publicação interna.
3. _____. Princípio dos inversores a ressonância. Florianópolis, Univ. Fed. de Santa Catarina. Publicação interna.
4. _____. Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis, Univ. Fed. de Santa Catarina, 1988. 190p., p.98-9.
5. _____ & VIEIRA Jr., J.B. Análise e Projeto de um Conversor Ressonante. In: 7º CONGRESSO BRASILEIRA DE AUTOMÁTICA ITA, São José dos Campos, SP, 1988.
6. CANALLI, Vicente Mariano. Estudo e realização de um inversor série ressonante. Dissertação de Mestrado, Florianópolis, Univ. Fed. de Santa Catarina, jun. 1988.
7. SCHERON, Yvon. Aplication des règles de la dualité à la conception de nouveaux convertisseurs à transistor de puissance. Synthèse du thyristor dual. Domaine d'aplication. Tese de Doutorado, Toulouse, INP, 1982. 157p. p.17-22.

8. CHIN, Yüan & LEE, Fred C. Constant-frequency parallel - resonant converter. In: IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 1987.
9. DIVAN, DEEPAKRAJ M. Design considerations for very high frequency resonant mode DC/DC converters. In: IEEE, Trans. power electron., 2(1), jun. 1987.
10. KASSAKIAN, J.G.; GOLDBERG, A.F.; MORETTI, D.R. A comparative evaluation of series and parallel structures for high frequency transistor inverters. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982.
11. KOJORI, H.A.; DEWAN, J.B.; LAVERS, J.D. Steady state analysis and design optimization of an inductor-transformer resonant DC-DC converter. In: IEEE, 1987.
12. ORUGANTI, R. & LEE, F.C. Resonant power processors; part II - methods of control. In: IEEE. Industrial Application Society - Annual Meeting, 1984.
13. PITEL, Ira J. Phase-modulated, resonant power conversion techniques for high-frequency link inverters. In: IEEE. Industrial Application Society - Annual Meeting, 1989.
14. SCHWARZ, Francisc C. An improved method of resonant corrent pulse modulation for power converters. In: IEEE. Trans. indust. electron. and control instrum., 23(2), maio 1976.
15. SCHWARZ, F.C. KLASSENS, J.B. A controllable secondary multikilowatt DC corrent source with constant maximum power factor in its three-phase sypply line. In: IEEE. Trans. indust. electron. and control instrum., 23(2), maio 1976.
16. TSAI, F.S.; MATERU, P.; LEE, F.C. Constant frequency clamped-mode resonant converters.. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1987.
17. TSAI, F.S.; ORUGANTI, R.; LEE, F.C. A novel control for

bidirectional power flow of a parallel resonant converter.

In: IEEE. Trans. ind. applic., 23(5), set. 1987.

18. TURNBULL, F.G. & TOMPKINS, R.E. Design of a pulse-width modulated resonant converter for a high output voltage power supply. In: IEEE. Industrial Applications Society - Annual Meeting, 1985.
19. VANDELAC, J.P. & ZIOGAS, P.D. A DC to DC PWM series resonant converter operated at resonant frequency. In: IEEE. Trans. ind. electron., 35(3), ago. 1988.
20. YANG, J.J. & LEE, F.C. Computer-aided design and analysis of series resonant converters. In: IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 1987.
21. SILVA, Nilton F.O. da. Estudo e realização de uma fonte chaveada a ressonância. Tese de Mestrado, Florianópolis, UFSC, maio 1988.
22. CAMPOS, Alexandre. Estudo e realização de uma fonte chaveada tiristorizada a ressonância. Dissertação de Mestrado. Florianópolis, UFSC, 1986.
23. SCHRAM, Douglas S. Estudo de uma fonte chaveada a ressonância. Dissertação de Mestrado. Florianópolis, UFSC, 1985.
24. PERIN, A.J. & RAIZER, A. Simulação automática de conversores estáticos (SACEC); manual de utilização do programa. Florianópolis, Lamep - UFSC.
25. SIEMENS. SIPMOS Small signal transistors; power transistors. Data Book, 1985.
26. NATIONAL SEMICONDUCTOR. CMOS integrated circuits. Data Book, Santa Clara, Califórnia, USA, 1978.
27. NATIONAL SEMICONDUCTORS. LINEAR. Data Book, Santa Clara, Califórnia, USA, 1980.
28. MOTOROLA INC. Power Mosfet transistor data. USA, 1984.

29. THOMSON-CSF. Sescosem - Rectifiers diodes thysistors, 1976.
30. SEMIKRON. Condensed catalogue, 1981.
31. ICOTRON. Capacitores eletrolíticos de alumínio.